

10/523, 145

PCT/JP03/09056

16.07.03

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

REC'D 05 SEP 2003

WIPO

PCT

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日 2 0 0 2 年 8 月 1 2 日
Date of Application:

出 願 番 号 特 願 2 0 0 2 - 2 3 4 6 5 3
Application Number:
[ST. 10/C]: [J P 2 0 0 2 - 2 3 4 6 5 3]

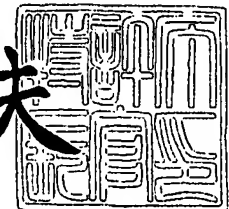
出 願 人 トヨタ自動車株式会社
Applicant(s):

PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

2 0 0 3 年 8 月 2 2 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫



出証番号 出証特 2 0 0 3 - 3 0 6 8 6 7 5

【書類名】 特許願

【整理番号】 1021150

【提出日】 平成14年 8月12日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02M 7/48
H02J 7/00
H02M 3/155

【発明者】

【住所又は居所】 愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内

【氏名】 山田 堅滋

【特許出願人】

【識別番号】 000003207

【住所又は居所】 愛知県豊田市トヨタ町1番地

【氏名又は名称】 トヨタ自動車株式会社

【代理人】

【識別番号】 100064746

【弁理士】

【氏名又は名称】 深見 久郎

【選任した代理人】

【識別番号】 100085132

【弁理士】

【氏名又は名称】 森田 俊雄

【選任した代理人】

【識別番号】 100112715

【弁理士】

【氏名又は名称】 松山 隆夫

【選任した代理人】

【識別番号】 100112852

【弁理士】

【氏名又は名称】 武藤 正

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 008693

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 0209333

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 電圧変換装置、電圧変換方法、電圧変換の制御をコンピュータに実行させるプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 出力電圧が指令電圧になるように直流電源からの直流電圧を前記出力電圧に変換する電圧変換装置であって、

前記直流電圧の電圧レベルを変えて出力電圧を出力する電圧変換器と、

前記電圧変換器から出力された出力電圧を検出する検出手段と、

前記検出された出力電圧と前記指令電圧とに基づいて、前記指令電圧に対する前記出力電圧の前記フィードバック制御における追従特性を基本特性に一致させ、かつ、前記出力電圧が前記指令電圧になるように前記電圧変換器を制御する制御手段とを備える電圧変換装置。

【請求項 2】 前記電圧変換器は、チョッパ回路から成り、

前記制御手段は、

前記出力電圧と前記指令電圧との誤差を検出し、その検出した誤差に応じて前記フィードバック制御における制御ゲインを決定し、その決定した制御ゲインと、前記出力電圧と前記誤差とに基づいて、前記追従特性が前記基本特性になるように前記フィードバック制御におけるフィードバック電圧指令を演算するフィードバック電圧指令演算部と、

前記演算されたフィードバック電圧指令に基づいて、前記チョッパ回路におけるスイッチングデューティ比を演算するデューティ比演算部と、

前記スイッチングデューティ比を有するスイッチング信号を生成し、その生成したスイッチング信号を前記チョッパ回路へ出力するスイッチング信号生成部とを含む、請求項 1 に記載の電圧変換装置。

【請求項 3】 前記フィードバック電圧指令演算部は、前記制御ゲインを用いて演算されたフィードバック予備電圧指令を前記追従特性が前記基本特性になるように補正することにより前記フィードバック指令電圧を演算する、請求項 2 に記載の電圧変換装置。

【請求項 4】 前記フィードバック電圧指令演算部は、

前記出力電圧と前記指令電圧との誤差を演算する減算器と、
前記誤差に基づいて前記制御ゲインを決定するゲイン決定部と、
前記決定された制御ゲインに基づいて前記フィードバック予備電圧指令を演算する演算器と、

前記追従特性が前記基本特性になるときの基準電圧に前記出力電圧を換算することにより前記フィードバック予備電圧指令を補正して前記フィードバック電圧指令を出力する補正器とを含む、請求項 3 に記載の電圧変換装置。

【請求項 5】 前記補正器は、前記出力電圧に対する前記基準電圧の比を演算し、その演算結果を前記フィードバック予備電圧指令に乗算することにより前記フィードバック予備電圧指令を補正する、請求項 4 に記載の電圧変換装置。

【請求項 6】 前記フィードバック電圧指令演算部は、前記追従特性が前記基本特性になるように前記誤差を補正することにより前記フィードバック電圧指令を演算する、請求項 2 に記載の電圧変換装置。

【請求項 7】 前記フィードバック電圧指令演算部は、
前記出力電圧と前記指令電圧との誤差を演算する減算器と、
前記追従特性が前記基本特性になるように前記誤差を補正する補正器と、
前記誤差に基づいて前記制御ゲインを決定するゲイン決定部と、
前記決定された制御ゲインと前記補正された誤差とに基づいて前記フィードバック電圧指令を演算する演算器とを含む、請求項 6 に記載の電圧変換装置。

【請求項 8】 前記補正器は、前記追従特性が前記基本特性になるときの基準電圧に前記出力電圧を換算することにより前記誤差を補正する、請求項 7 に記載の電圧変換装置。

【請求項 9】 前記補正器は、前記出力電圧に対する前記基準電圧の比を演算し、その演算結果を前記誤差に乗算することにより前記誤差を補正する、請求項 8 に記載の電圧変換装置。

【請求項 10】 前記電圧変換器は、チョッパ回路から成り、
前記制御手段は、
前記出力電圧と前記指令電圧との誤差を検出し、その検出した誤差に応じて前記フィードバック制御における制御ゲインを決定し、その決定した制御ゲインと

前記出力電圧と前記誤差とに基づいて、前記フィードバック制御におけるフィードバック予備電圧指令を演算するフィードバック電圧指令演算部と、

前記演算されたフィードバック予備電圧指令および前記出力電圧に基づいて、前記追従特性が前記基本特性になるように前記チョッパ回路におけるスイッチングデューティー比を演算するデューティー比演算部と、

前記スイッチングデューティー比を有するスイッチング信号を生成し、その生成したスイッチング信号を前記チョッパ回路へ出力するスイッチング信号生成部とを含む、請求項 1 に記載の電圧変換装置。

【請求項 11】 前記デューティー比演算部は、前記フィードバック予備電圧指令を用いて演算された予備デューティー比を前記追従特性が前記基本特性になるように補正することにより前記スイッチングデューティー比を演算する、請求項 10 に記載の電圧変換装置。

【請求項 12】 前記デューティー比演算部は、前記フィードバック予備電圧指令に応じた前記予備デューティー比を演算する演算器と、

前記追従特性が前記基本特性になるように前記予備デューティー比を補正する補正器とを含む、請求項 11 に記載の電圧変換装置。

【請求項 13】 前記補正器は、前記追従特性が前記基本特性になるときの基準電圧に前記出力電圧を換算することにより前記予備デューティー比を補正する、請求項 12 に記載の電圧変換装置。

【請求項 14】 前記補正器は、前記出力電圧に対する前記基準電圧の比を演算し、その演算結果を前記予備デューティー比に乗算することにより前記予備デューティー比を補正する、請求項 13 に記載の電圧変換装置。

【請求項 15】 出力電圧が指令電圧になるようにフィードバック制御し、直流電源からの直流電圧を前記出力電圧に変換する電圧変換方法であって、

前記出力電圧を検出する第 1 のステップと、

前記指令電圧と前記出力電圧との誤差を検出する第 2 のステップと、

前記検出した誤差に応じて制御ゲインを決定する第 3 のステップと、

前記決定した制御ゲインと、前記検出した誤差と、前記検出した出力電圧とに

基づいて、前記指令電圧に対する前記出力電圧の前記フィードバック制御における追従特性を基本特性に一致させ、かつ、前記出力電圧が前記指令電圧になるように前記直流電圧を前記出力電圧に変換する第4のステップとを含む電圧変換方法。

【請求項16】 前記直流電圧は、チョッパ回路により前記出力電圧に変換され、

前記第4のステップは、

前記制御ゲインと、前記誤差と、前記出力電圧とに基づいて、前記フィードバック制御における前記追従特性を前記基本特性に一致させるフィードバック電圧指令を演算する第1のサブステップと、

前記フィードバック電圧指令を用いて、前記チョッパ回路におけるスイッチングデューティ比を演算する第2のサブステップと、

前記スイッチングデューティ比に基づいて、前記出力電圧が前記指令電圧になるように前記チョッパ回路を制御する第3のサブステップとを含む、請求項15に記載の電圧変換方法。

【請求項17】 前記第1のサブステップは、

前記制御ゲインと前記誤差とに基づいて、前記フィードバック制御におけるフィードバック予備電圧指令を演算するステップと、

前記出力電圧を用いて前記フィードバック予備電圧指令を補正し、前記フィードバック電圧指令を演算するステップとを含む、請求項16に記載の電圧変換方法。

【請求項18】 前記フィードバック電圧指令を演算するステップは、

前記追従特性が前記基本特性になる基準電圧に前記出力電圧を換算するときの換算比を演算するステップと、

前記フィードバック予備電圧指令に前記換算比を乗算して前記フィードバック電圧指令を演算するステップとを含む、請求項17に記載の電圧変換方法。

【請求項19】 前記第1のサブステップは、

前記出力電圧を用いて前記誤差を補正し、前記追従特性が前記基本特性になる補正誤差を演算するステップと、

前記制御ゲインと前記補正誤差とに基づいて前記フィードバック電圧指令を演算するステップとを含む、請求項 16 に記載の電圧変換方法。

【請求項 20】 前記補正誤差を演算するステップは、
前記追従特性が前記基本特性になる基準電圧に前記出力電圧を換算するときの換算比を演算するステップと、
前記誤差に前記換算比を乗算して前記補正誤差を演算するステップとを含む、請求項 19 に記載の電圧変換方法。

【請求項 21】 前記直流電圧は、チョッパ回路により前記出力電圧に変換され、
前記第 4 のステップは、
前記制御ゲインおよび前記誤差に基づいて前記フィードバック制御におけるフィードバック予備電圧指令を演算する第 1 のサブステップと、
前記フィードバック予備電圧指令に基づいて、前記チョッパ回路における予備スイッチングデューティ比を演算する第 2 のサブステップと、
前記出力電圧を用いて前記予備スイッチングデューティ比を補正し、前記追従特性が前記基本特性になるスイッチングデューティ比を演算する第 3 のサブステップと、
前記スイッチングデューティ比に基づいて、前記出力電圧が前記指令電圧になるように前記チョッパ回路を制御する第 4 のサブステップとを含む、請求項 15 に記載の電圧変換方法。

【請求項 22】 前記第 3 のサブステップは、
前記追従特性が前記基本特性になる基準電圧に前記出力電圧を換算するときの換算比を演算するステップと、
前記予備スイッチングデューティ比に前記換算比を乗算して前記スイッチングデューティ比を演算するステップとを含む、請求項 21 に記載の電圧変換方法。

【請求項 23】 出力電圧が指令電圧になるようにフィードバック制御し、直流電源からの直流電圧を前記出力電圧に変換する電圧変換の制御をコンピュータに実行させるプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体であつ

て、

前記出力電圧を検出する第 1 のステップと、

前記指令電圧と前記出力電圧との誤差を検出する第 2 のステップと、

前記検出した誤差に応じて制御ゲインを決定する第 3 のステップと、

前記決定した制御ゲインと、前記検出した誤差と、前記検出した出力電圧とに基づいて、前記指令電圧に対する前記出力電圧の前記フィードバック制御における追従特性を基本特性に一致させ、かつ、前記出力電圧が前記指令電圧になるように前記直流電圧を前記出力電圧に変換する第 4 のステップとをコンピュータに実行させるプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体。

【請求項 24】 前記直流電圧は、チョッパ回路により前記出力電圧に変換され、

前記第 4 のステップは、

前記制御ゲインと、前記誤差と、前記出力電圧とに基づいて、前記フィードバック制御における前記追従特性を前記基本特性に一致させるフィードバック電圧指令を演算する第 1 のサブステップと、

前記フィードバック電圧指令を用いて、前記チョッパ回路におけるスイッチングデューティ比を演算する第 2 のサブステップと、

前記スイッチングデューティ比に基づいて、前記出力電圧が前記指令電圧になるように前記チョッパ回路を制御する第 3 のサブステップとを含む、請求項 23 に記載のコンピュータに実行させるプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体。

【請求項 25】 前記第 1 のサブステップは、

前記制御ゲインと前記誤差とに基づいて、前記フィードバック制御におけるフィードバック予備電圧指令を演算するステップと、

前記出力電圧を用いて前記フィードバック予備電圧指令を補正し、前記フィードバック電圧指令を演算するステップとを含む、請求項 24 に記載のコンピュータに実行させるプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体。

【請求項 26】 前記フィードバック電圧指令を演算するステップは、

前記追従特性が前記基本特性になる基準電圧に前記出力電圧を換算するときの

換算比を演算するステップと、

前記フィードバック予備電圧指令に前記換算比を乗算して前記フィードバック電圧指令を演算するステップとを含む、請求項 25 に記載のコンピュータに実行させるプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体。

【請求項 27】 前記第 1 のサブステップは、

前記出力電圧を用いて前記誤差を補正し、前記追従特性が前記基本特性になる補正誤差を演算するステップと、

前記制御ゲインと前記補正誤差とに基づいて前記フィードバック電圧指令を演算するステップとを含む、請求項 24 に記載のコンピュータに実行させるプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体。

【請求項 28】 前記補正誤差を演算するステップは、

前記追従特性が前記基本特性になる基準電圧に前記出力電圧を換算するときの換算比を演算するステップと、

前記誤差に前記換算比を乗算して前記補正誤差を演算するステップとを含む、請求項 27 に記載のコンピュータに実行させるプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体。

【請求項 29】 前記直流電圧は、チョッパ回路により前記出力電圧に変換され、

前記第 4 のステップは、

前記制御ゲインおよび前記誤差に基づいて前記フィードバック制御におけるフィードバック予備電圧指令を演算する第 1 のサブステップと、

前記フィードバック予備電圧指令に基づいて、前記チョッパ回路における予備スイッチングデューティ比を演算する第 2 のサブステップと、

前記出力電圧を用いて前記予備スイッチングデューティ比を補正し、前記追従特性が前記基本特性になるスイッチングデューティ比を演算する第 3 のサブステップと、

前記スイッチングデューティ比に基づいて、前記出力電圧が前記指令電圧になるように前記チョッパ回路を制御する第 4 のサブステップとを含む、請求項 23 に記載のコンピュータに実行させるプログラムを記録したコンピュータ読取り

可能な記録媒体。

【請求項 30】 前記第 3 のサブステップは、

前記追従特性が前記基本特性になる基準電圧に前記出力電圧を換算するときの換算比を演算するステップと、

前記予備スイッチングデューティー比に前記換算比を乗算して前記スイッチングデューティー比を演算するステップとを含む、請求項 29 に記載のコンピュータに実行させるプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は、直流電源からの直流電圧を指令電圧に変換する電圧変換装置、直流電圧を指令電圧に変換する電圧変換方法、および直流電圧を指令電圧に変換する電圧変換の制御をコンピュータに実行させるプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

最近、環境に配慮した自動車としてハイブリッド自動車 (Hybrid Vehicle) および電気自動車 (Electric Vehicle) が大きな注目を集めている。そして、ハイブリッド自動車は、一部、実用化されている。

【0003】

このハイブリッド自動車は、従来のエンジンに加え、直流電源とインバータとインバータによって駆動されるモータとを動力源とする自動車である。つまり、エンジンを駆動することにより動力源を得るとともに、直流電源からの直流電圧をインバータによって交流電圧に変換し、その変換した交流電圧によりモータを回転することによって動力源を得るものである。また、電気自動車は、直流電源とインバータとインバータによって駆動されるモータとを動力源とする自動車である。

【0004】

このようなハイブリッド自動車または電気自動車においては、直流電源からの

直流電圧を昇圧コンバータによって昇圧し、その昇圧した直流電圧がモータを駆動するインバータに供給されるようにすることも検討されている（たとえば、特開 2001-275367 号公報など）。

【0005】

すなわち、ハイブリッド自動車または電気自動車は、図 23 に示すモータ駆動装置を搭載している。図 23 を参照して、モータ駆動装置 300 は、直流電源 B と、システムリレー SR1, SR2 と、コンデンサ C1, C2 と、双方向コンバータ 310 と、電圧センサー 320 と、インバータ 330 とを備える。

【0006】

直流電源 B は、直流電圧を出力する。システムリレー SR1, SR2 は、制御装置（図示せず）によってオンされると、直流電源 B からの直流電圧をコンデンサ C1 に供給する。コンデンサ C1 は、直流電源 B からシステムリレー SR1, SR2 を介して供給された直流電圧を平滑化し、その平滑化した直流電圧を双方向コンバータ 310 へ供給する。

【0007】

双方向コンバータ 310 は、リアクトル 311 と、NPN トランジスタ 312, 313 と、ダイオード 314, 315 とを含む。リアクトル 311 の一方端は直流電源 B の電源ラインに接続され、他方端は NPN トランジスタ 312 と NPN トランジスタ 313 との中間点、すなわち、NPN トランジスタ 312 のエミッタと NPN トランジスタ 313 のコレクタとの間に接続される。NPN トランジスタ 312, 313 は、電源ラインとアースラインとの間に直列に接続される。そして、NPN トランジスタ 312 のコレクタは電源ラインに接続され、NPN トランジスタ 313 のエミッタはアースラインに接続される。また、各 NPN トランジスタ 312, 313 のコレクターエミッタ間には、エミッタ側からコレクタ側へ電流を流すダイオード 314, 315 が接続されている。

【0008】

双方向コンバータ 310 は、制御装置（図示せず）によって NPN トランジスタ 312, 313 がオン／オフされ、コンデンサ C1 から供給された直流電圧を昇圧して出力電圧をコンデンサ C2 に供給する。また、双方向コンバータ 310

は、モータ駆動装置 300 が搭載されたハイブリッド自動車または電気自動車の回生制動時、交流モータ M1 によって発電され、インバータ 330 によって変換された直流電圧を降圧してコンデンサ C1 へ供給する。

【0009】

コンデンサ C2 は、双方向コンバータ 310 から供給された直流電圧を平滑化し、その平滑化した直流電圧をインバータ 330 へ供給する。電圧センサー 320 は、コンデンサ C2 の両側の電圧、すなわち、双方向コンバータ 310 の出力電圧 V_m を検出する。

【0010】

インバータ 330 は、コンデンサ C2 から直流電圧が供給されると制御装置（図示せず）からの制御に基づいて直流電圧を交流電圧に変換して交流モータ M1 を駆動する。これにより、交流モータ M1 は、トルク指令値によって指定されたトルクを発生するように駆動される。また、インバータ 330 は、モータ駆動装置 300 が搭載されたハイブリッド自動車または電気自動車の回生制動時、交流モータ M1 が発電した交流電圧を制御装置からの制御に基づいて直流電圧に変換し、その変換した直流電圧をコンデンサ C2 を介して双方向コンバータ 310 へ供給する。

【0011】

モータ駆動装置 300 においては、直流電源 B から出力された直流電圧を昇圧して出力電圧 V_m をインバータ 330 へ供給するとき、電圧センサー 320 が検出した出力電圧 V_m が電圧指令 $V_{dc\ com}$ になるようにフィードバック制御される。そして、このフィードバック制御は P I 制御であり、出力電圧 V_m が電圧指令 $V_{dc\ com}$ になるように P I 制御ゲインが決定される。

【0012】

このように、従来のモータ駆動装置においては、P I 制御ゲインを決定し、その決定した P I 制御ゲインを用いたフィードバック制御によって、昇圧された出力電圧 V_m が電圧指令 $V_{dc\ com}$ になるように制御される。

【0013】

【発明が解決しようとする課題】

しかし、ある条件下でPI制御ゲインを決定し、その決定したPI制御ゲインに固定した場合、出力電圧 V_m と電圧指令 $V_{d c c o m}$ との差が一定であっても出力電圧 V_m および電圧指令 $V_{d c c o m}$ が変化すれば、NPNトランジスタ313の両端に印加される電圧の調整量が出力電圧 V_m によって変化する。その結果、電圧指令 $V_{d c c o m}$ に対する出力電圧 V_m の追従特性が変化するという問題が発生する。

【0014】

そこで、この発明は、かかる問題を解決するためになされたものであり、その目的は、指令電圧に対する出力電圧の追従特性が一定になるように直流電圧を出力電圧に変換する電圧変換装置を提供することである。

【0015】

また、この発明の別の目的は、指令電圧に対する出力電圧の追従特性が一定になるように直流電圧を出力電圧に変換する電圧変換方法を提供することである。

【0016】

さらに、この発明の別の目的は、指令電圧に対する出力電圧の追従特性が一定になるように直流電圧を出力電圧に変換する電圧変換の制御をコンピュータに実行させるプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体を提供することである。

【0017】

【課題を解決するための手段および発明の効果】

この発明によれば、電圧変換装置は、出力電圧が指令電圧になるように直流電源からの直流電圧を出力電圧に変換する電圧変換装置であって、電圧変換器と、検出手段と、制御手段とを備える。

【0018】

電圧変換器は、直流電圧の電圧レベルを変えて出力電圧を出力する。検出手段は、電圧変換器から出力された出力電圧を検出する。制御手段は、検出された出力電圧と指令電圧とに基づいて、指令電圧に対する出力電圧のフィードバック制御における追従特性を基本特性に一致させ、かつ、出力電圧が指令電圧になるように電圧変換器を制御する。

【0019】

好ましくは、電圧変換器は、チョッパ回路から成り、制御手段は、フィードバック電圧指令演算部と、デューティ比演算部と、スイッチング信号生成部とを含む。フィードバック電圧指令演算部は、出力電圧と指令電圧との誤差を検出し、その検出した誤差に応じてフィードバック制御における制御ゲインを決定し、その決定した制御ゲインと、出力電圧と誤差とに基づいて、追従特性が基本特性になるようにフィードバック制御におけるフィードバック電圧指令を演算する。また、デューティ比演算部は、演算されたフィードバック電圧指令に基づいて、チョッパ回路におけるスイッチングデューティ比を演算する。さらに、スイッチング信号生成部は、デューティ比演算部によって演算されたスイッチングデューティ比を有するスイッチング信号を生成し、その生成したスイッチング信号をチョッパ回路へ出力する。

【0020】

好ましくは、フィードバック電圧指令演算部は、制御ゲインを用いて演算されたフィードバック予備電圧指令を追従特性が基本特性になるように補正することによりフィードバック指令電圧を演算する。

【0021】

好ましくは、フィードバック電圧指令演算部は、減算器と、ゲイン決定部と、演算器と、補正器とを含む。

【0022】

減算器は、出力電圧と指令電圧との誤差を演算する。ゲイン決定部は、誤差に基づいて制御ゲインを決定する。演算器は、決定された制御ゲインに基づいてフィードバック予備電圧指令を演算する。補正器は、追従特性が基本特性になるときの基準電圧に出力電圧を換算することによりフィードバック予備電圧指令を補正してフィードバック電圧指令を出力する。

【0023】

好ましくは、補正器は、出力電圧に対する基準電圧の比を演算し、その演算結果をフィードバック予備電圧指令に乗算することによりフィードバック予備電圧指令を補正する。

【0024】

好ましくは、フィードバック電圧指令演算部は、追従特性が基本特性になるように誤差を補正することによりフィードバック電圧指令を演算する。

【0025】

好ましくは、フィードバック電圧指令演算部は、減算器と、補正器と、ゲイン決定部と、演算器とを含む。

【0026】

減算器は、出力電圧と指令電圧との誤差を演算する。補正器は、追従特性が基本特性になるように誤差を補正する。ゲイン決定部は、誤差に基づいて制御ゲインを決定する。演算器は、決定された制御ゲインと補正された誤差とに基づいてフィードバック電圧指令を演算する。

【0027】

好ましくは、補正器は、追従特性が基本特性になるときの基準電圧に出力電圧を換算することにより誤差を補正する。

【0028】

好ましくは、補正器は、出力電圧に対する基準電圧の比を演算し、その演算結果を誤差に乗算することにより誤差を補正する。

【0029】

好ましくは、電圧変換器は、チョッパ回路から成り、制御手段は、フィードバック電圧指令演算部と、デューティー比演算部と、スイッチング信号生成部とを含む。

【0030】

フィードバック電圧指令演算部は、出力電圧と指令電圧との誤差を検出し、その検出した誤差に応じてフィードバック制御における制御ゲインを決定し、その決定した制御ゲインと出力電圧と誤差とに基づいて、フィードバック制御におけるフィードバック予備電圧指令を演算する。また、デューティー比演算部は、演算されたフィードバック予備電圧指令および出力電圧に基づいて、追従特性が基本特性になるようにチョッパ回路におけるスイッチングデューティー比を演算する。さらに、スイッチング信号生成部は、デューティー比演算部によって演算さ

れたスイッチングデューティ比を有するスイッチング信号を生成し、その生成したスイッチング信号をチョッパ回路へ出力する。

【0031】

好ましくは、デューティ比演算部は、フィードバック予備電圧指令を用いて演算された予備デューティ比を追従特性が基本特性になるように補正することによりスイッチングデューティ比を演算する。

【0032】

好ましくは、デューティ比演算部は、演算器と、補正器とを含む。

演算器は、フィードバック予備電圧指令に応じた予備デューティ比を演算する。補正器は、追従特性が基本特性になるように予備デューティ比を補正する。

【0033】

好ましくは、補正器は、追従特性が基本特性になるときの基準電圧に出力電圧を換算することにより予備デューティ比を補正する。

【0034】

好ましくは、補正器は、出力電圧に対する基準電圧の比を演算し、その演算結果を予備デューティ比に乗算することにより予備デューティ比を補正する。

【0035】

また、この発明によれば、電圧変換方法は、出力電圧が指令電圧になるようにフィードバック制御し、直流電源からの直流電圧を出力電圧に変換する電圧変換方法であって、出力電圧を検出する第1のステップと、指令電圧と出力電圧との誤差を検出する第2のステップと、検出した誤差に応じて制御ゲインを決定する第3のステップと、決定した制御ゲインと、検出した誤差と、検出した出力電圧とに基づいて、指令電圧に対する出力電圧のフィードバック制御における追従特性を基本特性に一致させ、かつ、出力電圧が指令電圧になるように直流電圧を出力電圧に変換する第4のステップとを含む。

【0036】

好ましくは、直流電圧は、チョッパ回路により出力電圧に変換され、第4のステップは、制御ゲインと、誤差と、出力電圧とに基づいて、フィードバック制御

における追従特性を基本特性に一致させるフィードバック電圧指令を演算する第1のサブステップと、フィードバック電圧指令を用いて、チョッパ回路におけるスイッチングデューティー比を演算する第2のサブステップと、スイッチングデューティー比に基づいて、出力電圧が指令電圧になるようにチョッパ回路を制御する第3のサブステップとを含む。

【0037】

好ましくは、第1のサブステップは、制御ゲインと誤差とに基づいて、フィードバック制御におけるフィードバック予備電圧指令を演算するステップと、出力電圧を用いてフィードバック予備電圧指令を補正し、フィードバック電圧指令を演算するステップとを含む。

【0038】

好ましくは、フィードバック電圧指令を演算するステップは、追従特性が基本特性になる基準電圧に出力電圧を換算するときの換算比を演算するステップと、フィードバック予備電圧指令に換算比を乗算してフィードバック電圧指令を演算するステップとを含む。

【0039】

好ましくは、第1のサブステップは、出力電圧を用いて誤差を補正し、追従特性が基本特性になる補正誤差を演算するステップと、制御ゲインと補正誤差とに基づいてフィードバック電圧指令を演算するステップとを含む。

【0040】

好ましくは、補正誤差を演算するステップは、追従特性が基本特性になる基準電圧に出力電圧を換算するときの換算比を演算するステップと、誤差に換算比を乗算して補正誤差を演算するステップとを含む。

【0041】

好ましくは、直流電圧は、チョッパ回路により前記出力電圧に変換され、第4のステップは、制御ゲインおよび誤差に基づいてフィードバック制御におけるフィードバック予備電圧指令を演算する第1のサブステップと、フィードバック予備電圧指令に基づいて、チョッパ回路における予備スイッチングデューティー比を演算する第2のサブステップと、出力電圧を用いて予備スイッチングデューテ

イー比を補正し、追従特性が基本特性になるスイッチングデューティー比を演算する第3のサブステップと、スイッチングデューティー比に基づいて、出力電圧が指令電圧になるようにチョッパ回路を制御する第4のサブステップとを含む。

【0042】

好ましくは、第3のサブステップは、追従特性が基本特性になる基準電圧に出力電圧を換算するときの換算比を演算するステップと、予備スイッチングデューティー比に換算比を乗算してスイッチングデューティー比を演算するステップとを含む。

【0043】

また、この発明によれば、出力電圧が指令電圧になるようにフィードバック制御し、直流電源からの直流電圧を出力電圧に変換する電圧変換の制御をコンピュータに実行させるプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体は、出力電圧を検出する第1のステップと、指令電圧と出力電圧との誤差を検出する第2のステップと、検出した誤差に応じて制御ゲインを決定する第3のステップと、決定した制御ゲインと、検出した誤差と、検出した出力電圧とに基づいて、指令電圧に対する出力電圧のフィードバック制御における追従特性を基本特性に一致させ、かつ、出力電圧が指令電圧になるように直流電圧を出力電圧に変換する第4のステップとをコンピュータに実行させるプログラムを記録したコンピュータ読取り可能な記録媒体である。

【0044】

好ましくは、直流電圧は、チョッパ回路により出力電圧に変換され、コンピュータ読取り可能な記録媒体に記録されたプログラムにおいて、第4のステップは、制御ゲインと、誤差と、出力電圧とに基づいて、フィードバック制御における追従特性を基本特性に一致させるフィードバック電圧指令を演算する第1のサブステップと、フィードバック電圧指令を用いて、チョッパ回路におけるスイッチングデューティー比を演算する第2のサブステップと、スイッチングデューティー比に基づいて、出力電圧が指令電圧になるようにチョッパ回路を制御する第3のサブステップとを含む。

【0045】

好ましくは、コンピュータ読取り可能な記録媒体に記録されたプログラムにおいて、第1のサブステップは、制御ゲインと誤差とに基づいて、フィードバック制御におけるフィードバック予備電圧指令を演算するステップと、出力電圧を用いてフィードバック予備電圧指令を補正し、フィードバック電圧指令を演算するステップとを含む。

【0046】

好ましくは、コンピュータ読取り可能な記録媒体に記録されたプログラムにおいて、フィードバック電圧指令を演算するステップは、追従特性が基本特性になる基準電圧に出力電圧を換算するときの換算比を演算するステップと、フィードバック予備電圧指令に換算比を乗算してフィードバック電圧指令を演算するステップとを含む。

【0047】

好ましくは、コンピュータ読取り可能な記録媒体に記録されたプログラムにおいて、第1のサブステップは、出力電圧を用いて誤差を補正し、追従特性が基本特性になる補正誤差を演算するステップと、制御ゲインと補正誤差とに基づいてフィードバック電圧指令を演算するステップとを含む。

【0048】

好ましくは、コンピュータ読取り可能な記録媒体に記録されたプログラムにおいて、補正誤差を演算するステップは、追従特性が基本特性になる基準電圧に出力電圧を換算するときの換算比を演算するステップと、誤差に換算比を乗算して補正誤差を演算するステップとを含む。

【0049】

好ましくは、直流電圧は、チョッパ回路により出力電圧に変換され、コンピュータ読取り可能な記録媒体に記録されたプログラムにおいて、第4のステップは、制御ゲインおよび誤差に基づいてフィードバック制御におけるフィードバック予備電圧指令を演算する第1のサブステップと、フィードバック予備電圧指令に基づいて、チョッパ回路における予備スイッチングデューティ比を演算する第2のサブステップと、出力電圧を用いて予備スイッチングデューティ比を補正し、追従特性が基本特性になるスイッチングデューティ比を演算する第3のサ

ブステップと、スイッチングデューティー比に基づいて、出力電圧が指令電圧になるようにチョッパ回路を制御する第4のサブステップとを含む。

【0050】

好ましくは、コンピュータ読取り可能な記録媒体に記録されたプログラムにおいて、第3のサブステップは、追従特性が基本特性になる基準電圧に出力電圧を換算するときの換算比を演算するステップと、予備スイッチングデューティー比に換算比を乗算してスイッチングデューティー比を演算するステップとを含む。

【0051】

したがって、この発明によれば、電圧指令に対する出力電圧のフィードバック制御における追従特性を一定に保持して直流電源からの直流電圧を出力電圧に変換できる。

【0052】

【発明の実施の形態】

本発明の実施の形態について図面を参照しながら詳細に説明する。なお、図中同一または相当部分には同一符号を付してその説明は繰返さない。

【0053】

[実施の形態1]

図1を参照して、この発明の実施の形態1による電圧変換装置を備えたモータ駆動装置100は、直流電源Bと、電圧センサー10、13と、システムリレーSR1、SR2と、コンデンサC1、C2と、昇圧コンバータ12と、インバータ14と、電流センサー24と、制御装置30とを備える。

【0054】

交流モータM1は、ハイブリッド自動車または電気自動車の駆動輪を駆動するためのトルクを発生するための駆動モータである。あるいは、このモータはエンジンにて駆動される発電機の機能を持つように、そして、エンジンに対して電動機として動作し、たとえば、エンジン始動を行ない得るようなものとしてハイブリッド自動車に組み込まれるようにしてもよい。

【0055】

昇圧コンバータ12は、リアクトルL1と、NPNトランジスタQ1、Q2と

、ダイオードD1, D2とを含む。リアクトルL1の一方端は直流電源Bの電源ラインに接続され、他方端はNPNトランジスタQ1とNPNトランジスタQ2との中間点、すなわち、NPNトランジスタQ1のエミッタとNPNトランジスタQ2のコレクタとの間に接続される。NPNトランジスタQ1, Q2は、電源ラインとアースラインとの間に直列に接続される。そして、NPNトランジスタQ1のコレクタは電源ラインに接続され、NPNトランジスタQ2のエミッタはアースラインに接続される。また、各NPNトランジスタQ1, Q2のコレクターエミッタ間には、エミッタ側からコレクタ側へ電流を流すダイオードD1, D2が接続されている。

【0056】

インバータ14は、U相アーム15と、V相アーム16と、W相アーム17とから成る。U相アーム15、V相アーム16、およびW相アーム17は、電源ラインとアースラインとの間に並列に設けられる。

【0057】

U相アーム15は、直列接続されたNPNトランジスタQ3, Q4から成り、V相アーム16は、直列接続されたNPNトランジスタQ5, Q6から成り、W相アーム17は、直列接続されたNPNトランジスタQ7, Q8から成る。また、各NPNトランジスタQ3~Q8のコレクターエミッタ間には、エミッタ側からコレクタ側へ電流を流すダイオードD3~D8がそれぞれ接続されている。

【0058】

各相アームの中間点は、交流モータM1の各相コイルの各相端に接続されている。すなわち、交流モータM1は、3相の永久磁石モータであり、U, V, W相の3つのコイルの一端が中点に共通接続されて構成され、U相コイルの他端がNPNトランジスタQ3, Q4の中間点に、V相コイルの他端がNPNトランジスタQ5, Q6の中間点に、W相コイルの他端がNPNトランジスタQ7, Q8の中間点にそれぞれ接続されている。

【0059】

直流電源Bは、ニッケル水素またはリチウムイオン等の二次電池から成る。電圧センサー10は、直流電源Bから出力される直流電圧Vbを検出し、その検出

した直流電圧 V_b を制御装置 30 へ出力する。システムリレー SR_1 , SR_2 は、制御装置 30 からの信号 SE によりオンされる。コンデンサ C_1 は、直流電源 B から供給された直流電圧を平滑化し、その平滑化した直流電圧を昇圧コンバータ 12 へ供給する。

【0060】

昇圧コンバータ 12 は、コンデンサ C_1 から供給された直流電圧を昇圧してコンデンサ C_2 へ供給する。より具体的には、昇圧コンバータ 12 は、制御装置 30 から信号 PWU を受けると、信号 PWU によって NPN トランジスタ Q_2 がオンされた期間に応じて直流電圧を昇圧してコンデンサ C_2 に供給する。

【0061】

また、昇圧コンバータ 12 は、制御装置 30 から信号 PWD を受けると、コンデンサ C_2 を介してインバータ 14 から供給された直流電圧を降圧して直流電源 B を充電する。ただし、昇圧機能のみを行なうような回路構成に適用してもよいことは言うまでもない。

【0062】

コンデンサ C_2 は、昇圧コンバータ 12 からの直流電圧を平滑化し、その平滑化した直流電圧をインバータ 14 へ供給する。電圧センサー 13 は、コンデンサ C_2 の両端の電圧、すなわち、昇圧コンバータ 12 の出力電圧 V_m (インバータ 14 への入力電圧に相当する。以下同じ。)を検出し、その検出した出力電圧 V_m を制御装置 30 へ出力する。

【0063】

インバータ 14 は、コンデンサ C_2 から直流電圧が供給されると制御装置 30 からの信号 $PWMI$ に基づいて直流電圧を交流電圧に変換して交流モータ M_1 を駆動する。これにより、交流モータ M_1 は、トルク指令値 TR によって指定されたトルクを発生するように駆動される。また、インバータ 14 は、モータ駆動装置 100 が搭載されたハイブリッド自動車または電気自動車の回生制動時、交流モータ M_1 が発電した交流電圧を制御装置 30 からの信号 $PWMC$ に基づいて直流電圧に変換し、その変換した直流電圧をコンデンサ C_2 を介して昇圧コンバータ 12 へ供給する。なお、ここで言う回生制動とは、ハイブリッド自動車または

電気自動車を運転するドライバーによるフットブレーキ操作があった場合の回生発電を伴う制動や、フットブレーキを操作しないものの、走行中にアクセルペダルをオフすることで回生発電をさせながら車両を減速（または加速の中止）させることを含む。

【0064】

電流センサー 24 は、交流モータ M1 に流れるモータ電流 MCRT を検出し、その検出したモータ電流 MCRT を制御装置 30 へ出力する。

【0065】

制御装置 30 は、外部に設けられた ECU (Electrical Control Unit) から入力されたトルク指令値 TR およびモータ回転数 MRN、電圧センサー 10 からの直流電圧 Vb、電圧センサー 13 からの出力電圧 Vm、および電流センサー 24 からのモータ電流 MCRT に基づいて、後述する方法により昇圧コンバータ 12 を駆動するための信号 PWU とインバータ 14 を駆動するための信号 PWMI とを生成し、その生成した信号 PWU および信号 PWMI をそれぞれ昇圧コンバータ 12 およびインバータ 14 へ出力する。

【0066】

信号 PWU は、昇圧コンバータ 12 がコンデンサ C1 からの直流電圧を出力電圧 Vm に変換する場合に昇圧コンバータ 12 を駆動するための信号である。そして、制御装置 30 は、昇圧コンバータ 12 が直流電圧 Vb を出力電圧 Vm に変換する場合に、出力電圧 Vm をフィードバック制御し、出力電圧 Vm が指令された電圧指令 Vdcom になるように昇圧コンバータ 12 を駆動するための信号 PWU を生成する。信号 PWU の生成方法については後述する。

【0067】

また、制御装置 30 は、ハイブリッド自動車または電気自動車が回生制動モードに入ったことを示す信号を外部の ECU から受けると、交流モータ M1 で発電された交流電圧を直流電圧に変換するための信号 PWMC を生成してインバータ 14 へ出力する。この場合、インバータ 14 の NPN トランジスタ Q4, Q6, Q8 は信号 PWMC によってスイッチング制御される。すなわち、交流モータ M1 の U 相で発電されるとき NPN トランジスタ Q6, Q8 がオンされ、V 相で発

電されるときNPNトランジスタQ4, Q8がオンされ、W相で発電されるときNPNトランジスタQ4, Q6がオンされる。これにより、インバータ14は、交流モータM1で発電された交流電圧を直流電圧に変換して昇圧コンバータ12へ供給する。

【0068】

さらに、制御装置30は、ハイブリッド自動車または電気自動車が生動モードに入ったことを示す信号を外部のECUから受けると、インバータ14から供給された直流電圧を降圧するための信号PWDを生成し、その生成した信号PWDを昇圧コンバータ12へ出力する。これにより、交流モータM1が発電した交流電圧は、直流電圧に変換され、降圧されて直流電源Bに供給される。

【0069】

さらに、制御装置30は、システムリレーSR1, SR2をオンするための信号SEを生成してシステムリレーSR1, SR2へ出力する。

【0070】

図2は、制御装置30の機能ブロック図である。図2を参照して、制御装置30は、モータトルク制御手段301と、電圧変換制御手段302とを含む。モータトルク制御手段301は、トルク指令値TR（車両におけるアクセルペダルの踏み込み度合い、ハイブリッド車両においてはエンジンの動作状態をも考慮しながらモータに与えるべきトルク指令を演算して得られている）、直流電源Bから出力された直流電圧Vb、モータ電流MCR T、モータ回転数MR Nおよび昇圧コンバータ12の出力電圧Vmに基づいて、交流モータM1の駆動時、後述する方法により昇圧コンバータ12のNPNトランジスタQ1, Q2をオン／オフするための信号PWUと、インバータ14のNPNトランジスタQ3～Q8をオン／オフするための信号PWM Iとを生成し、その生成した信号PWUおよび信号PWM Iをそれぞれ昇圧コンバータ12およびインバータ14へ出力する。

【0071】

電圧変換制御手段302は、回生制動時、ハイブリッド自動車または電気自動車が回生制動モードに入ったことを示す信号RGEを外部のECUから受けると、交流モータM1が発電した交流電圧を直流電圧に変換するための信号PWMC

を生成してインバータ 14 へ出力する。

【0072】

また、電圧変換制御手段 302 は、回生制動時、信号 RGE を外部の ECU から受けると、インバータ 14 から供給された直流電圧を降圧するための信号 PWD を生成して昇圧コンバータ 12 へ出力する。このように、昇圧コンバータ 12 は、直流電圧を降圧するための信号 PWD により直流電圧を降下させることもできるので、双方向コンバータの機能を有するものである。

【0073】

図 3 は、モータトルク制御手段 301 の機能ブロック図である。図 3 を参照して、モータトルク制御手段 301 は、モータ制御用相電圧演算部 40 と、インバータ用 PWM 信号変換部 42 と、インバータ入力電圧指令演算部 50 と、フィードバック電圧指令演算部 52 と、デューティ比変換部 54 とを含む。

【0074】

モータ制御用相電圧演算部 40 は、昇圧コンバータ 12 の出力電圧 V_m 、すなわち、インバータ 14 への入力電圧を電圧センサー 13 から受け、交流モータ M1 の各相に流れるモータ電流 MCR T を電流センサー 24 から受け、トルク指令値 TR を外部 ECU から受ける。そして、モータ制御用相電圧演算部 40 は、これらの入力される信号に基づいて、交流モータ M1 の各相のコイルに印加する電圧を計算し、その計算した結果をインバータ用 PWM 信号変換部 42 へ供給する。

【0075】

インバータ用 PWM 信号変換部 42 は、モータ制御用相電圧演算部 40 から受けた計算結果に基づいて、実際にインバータ 14 の各 NPN トランジスタ Q3 ~ Q8 をオン/オフする信号 PWM I を生成し、その生成した信号 PWM I をインバータ 14 の各 NPN トランジスタ Q3 ~ Q8 へ出力する。

【0076】

これにより、各 NPN トランジスタ Q3 ~ Q8 は、スイッチング制御され、交流モータ M1 が指令されたトルクを出すように交流モータ M1 の各相に流す電流を制御する。このようにして、モータ駆動電流が制御され、トルク指令値 TR に

応じたモータトルクが出力される。

【0077】

一方、インバータ入力電圧指令演算部50は、トルク指令値TRおよびモータ回転数MRNに基づいてインバータ入力電圧の最適値（目標値）、すなわち、電圧指令Vdccoを演算し、その演算した電圧指令Vdccoをフィードバック電圧指令演算部52へ出力する。

【0078】

フィードバック電圧指令演算部52は、電圧センサー13からの昇圧コンバータ12の出力電圧Vmと、インバータ入力電圧指令演算部50からの電圧指令Vdccoとに基づいて、後述する方法によってフィードバック電圧指令Vdcco_fbを演算し、その演算したフィードバック電圧指令Vdcco_fbをデューティー比変換部54へ出力する。また、フィードバック電圧指令演算部52は、電圧指令Vdccoと電圧センサー10からのバッテリー電圧Vbとに基づいて、補償率Rcomを演算し、その演算した補償率Rcomをデューティー比変換部54へ出力する。

【0079】

なお、この補償率Rcomは、直流電源Bから出力された直流電圧Vbを出力電圧Vmのフィードバック制御に組み入れるためのものである。つまり、昇圧コンバータ12は、直流電圧Vbを電圧指令Vdccoに変換するものであるため、直流電圧Vbを考慮して昇圧コンバータ12のNPNトランジスタQ1、Q2をオン／オフさせるデューティー比を決定するようにしたものである。

【0080】

デューティー比変換部54は、電圧センサー10からのバッテリー電圧Vbと、フィードバック電圧指令演算部52からのフィードバック電圧指令Vdcco_fbおよび補償率Rcomとに基づいて、電圧センサー13からの出力電圧Vmを、フィードバック電圧指令演算部52からのフィードバック電圧指令Vdcco_fbに設定するためのデューティー比を演算し、その演算したデューティー比に基づいて昇圧コンバータ12のNPNトランジスタQ1、Q2をオン／オフするための信号PWUを生成する。そして、デューティー比変換部54は、

生成した信号PWUを昇圧コンバータ12のNPNトランジスタQ1, Q2へ出力する。

【0081】

なお、昇圧コンバータ12の下側のNPNトランジスタQ2のオンデューティを大きくすることによりリアクトルL1における電力蓄積が大きくなるため、より高電圧の出力を得ることができる。一方、上側のNPNトランジスタQ1のオンデューティを大きくすることにより電源ラインの電圧が下がる。そこで、NPNトランジスタQ1, Q2のデューティ比を制御することで、電源ラインの電圧を直流電源Bの出力電圧以上の任意の電圧に制御可能である。

【0082】

図4を参照して、フィードバック電圧指令演算部52は、減算器521と、ゲイン決定部522と、PI制御器523と、補正器524と、前向き補償器525とを含む。減算器521は、インバータ入力電圧指令演算部50からの電圧指令 $V_{dc\ com}$ と電圧センサー13からの出力電圧 V_m とを受け、出力電圧 V_m から電圧指令 $V_{dc\ com}$ を減算する。そして、減算器521は、減算した結果を誤差 ΔV_{dc} としてゲイン決定部522およびPI制御器523へ出力する。

【0083】

ゲイン決定部522は、減算器521から受けた誤差 ΔV_{dc} に応じたPI制御ゲインを決定する。つまり、ゲイン決定部522は、誤差 ΔV_{dc} に応じた比例ゲインPGおよび積分ゲインIGを決定する。そして、ゲイン決定部522は、決定したPI制御ゲインをPI制御器523へ出力する。

【0084】

PI制御器523は、ゲイン決定部522から受けたPI制御ゲインおよび減算部521から受けた誤差 ΔV_{dc} に基づいてフィードバック予備電圧指令 $V_{dc\ com_fb_pr}$ を演算する。具体的には、PI制御器523は、ゲイン決定部522から受けた比例ゲインPGおよび積分ゲインIGと、減算部521から受けた誤差 ΔV_{dc} とを次式へ代入してフィードバック予備電圧指令 $V_{dc\ com_fb_pr}$ を演算する。

【0085】

【数 1】

$$V_{dcom_fb_pr} = PG \times \Delta V_{dc} + IG \times \sum \Delta V_{dc} \quad \dots (1)$$

【0086】

補正器 524 は、PI 制御器 523 からのフィードバック予備電圧指令 $V_{dcom_fb_pr}$ と、電圧センサー 13 からの出力電圧 V_m とを受け、次式によってフィードバック予備電圧指令 $V_{dcom_fb_pr}$ を補正してフィードバック電圧指令 V_{dcom_fb} を演算する。

【0087】

【数 2】

$$V_{dcom_fb} = V_{dcom_fb_pr} \times \frac{V_{std}}{V_m} \quad \dots (2)$$

【0088】

なお、 V_{std} は、基準電圧を表わし、基準電圧 V_{std} は、電圧指令 V_{dcom} に対する出力電圧 V_m の追従特性が基本特性になるときの昇圧コンバータ 12 の出力電圧である。

【0089】

したがって、補正器 524 は、基準電圧 V_{std} を出力電圧 V_m で除算することにより、電圧指令 V_{dcom} に対する出力電圧 V_m の追従特性が基本特性になる基準電圧 V_{std} に出力電圧 V_m を換算するための換算比を演算する。そして、補正器 524 は、演算した換算比をフィードバック予備電圧指令 $V_{dcom_fb_pr}$ に乗算することにより、電圧指令 V_{dcom} に対する出力電圧 V_m の追従特性が基本特性になるフィードバック電圧指令 V_{dcom_fb} を演算する。

【0090】

前向き補償器 525 は、インバータ入力電圧指令演算部 50 からの電圧指令 V_{dcom} と、電圧センサー 10 からのバッテリー電圧 V_b とを受け、次式により補償率 R_{com} を演算する。

【0091】

【数 3】

$$R_{com} = \frac{V_b}{V_{dcom}} \quad \dots (3)$$

【0092】

そして、前向き補償器 525 は、補償率 R_{com} を用いて補償率 $1 - R_{com}$ をさらに演算し、補償率 R_{com} , $1 - R_{com}$ をデューティー比変換部 54 へ出力する。

【0093】

デューティー比変換部 54 は、デューティー比演算部 541 と、加算器 542 と、PWM 信号変換部 543 とを含む。デューティー比演算部 541 は、電圧センサー 10 からのバッテリー電圧 V_b と、補正器 524 からのフィードバック電圧指令 V_{dcom_fb} とに基づいて、電圧センサー 13 からの出力電圧 V_m を、フィードバック電圧指令 V_{dcom_fb} に設定するためのデューティー比を演算する。

【0094】

加算器 542 は、デューティー比演算部 541 からのデューティー比と、前向き補償器 525 からの補償率 R_{com} , $1 - R_{com}$ とを受け、デューティー比に補償率 R_{com} , $1 - R_{com}$ をそれぞれ加算した 2 つの補償デューティー比を演算する。そして、加算器 542 は、2 つの補償デューティー比を PWM 信号変換部 543 へ出力する。

【0095】

PWM 信号変換部 543 は、加算器 542 からの 2 つの補償デューティー比に基づいて昇圧コンバータ 12 の NPN トランジスタ Q_1 , Q_2 をオン／オフするための信号 PWU を生成する。より具体的には、PWM 信号変換部 543 は、デューティー比演算部 541 が出力するオンデューティーを D_0 とすると、次の式 (4), (5) によって、それぞれ、昇圧コンバータ 12 の NPN トランジスタ Q_1 , Q_2 のオンデューティー D_1 , D_2 が決定される信号 PWU を生成する。

【0096】

【数 4】

$$D1 = D0 + R_{com} \quad \dots (4)$$

【0097】

【数 5】

$$D2 = D0 + 1 - R_{com} \quad \dots (5)$$

【0098】

そして、PWM信号変換部543は、生成した信号PWUを昇圧コンバータ12のNPNトランジスタQ1、Q2へ出力する。そして、昇圧コンバータ12のNPNトランジスタQ1、Q2は、信号PWUに基づいてオン／オフされる。これによって、昇圧コンバータ12は、出力電圧Vmが電圧指令Vdcco mになるように直流電圧Vbを出力電圧Vmに変換する。この場合、電圧指令Vdcco mに対する出力電圧Vmの追従特性は基本特性に一致する。

【0099】

このようにして、制御装置30のモータトルク制御手段301は、外部のECUからトルク指令値TRを受けると、昇圧コンバータ12の出力電圧Vmがトルク指令値TRに基づいて演算された電圧指令Vdcco mになるように直流電圧Vbから出力電圧Vmへの昇圧コンバータ12における電圧変換をフィードバック制御し、トルク指令値TRのトルクを交流モータM1が発生するようにインバータ14を制御する。これにより、交流モータM1は、トルク指令値TRによって指定されたトルクを発生する。

【0100】

上述したように、補正器524は、PI制御器523から出力されたフィードバック予備電圧指令Vdcco m_fb_prを式(2)により補正する。式(2)の関係を図示すると、図5に示す曲線k1のようになる。

【0101】

図5を参照して、昇圧コンバータ12の出力電圧Vmが基準電圧Vstdであるとき、フィードバック電圧指令Vdcco m_fbは、フィードバック電圧指

令 $V_{d c c o m_f b 0}$ ($=V_{d c c o m_f b_p r}$) になる。また、出力電圧 V_m が基準電圧 $V_{s t d}$ よりも高いとき、フィードバック電圧指令 $V_{d c c o m_f b}$ は、フィードバック電圧指令 $V_{d c c o m_f b 1}$ になる。さらに、出力電圧 V_m が基準電圧 $V_{s t d}$ よりも低いとき、フィードバック電圧指令 $V_{d c c o m_f b}$ は、フィードバック電圧指令 $V_{d c c o m_f b 2}$ になる。

【0102】

そうすると、図6を参照して、デューティ比演算部541は、出力電圧 V_m が基準電圧 $V_{s t d}$ であるとき、フィードバック電圧指令 $V_{d c c o m_f b 0}$ に基づいてオンデューティ比が $D 0 0$ (<1) であるデューティ比 $D R 0$ を演算する。また、デューティ比演算部541は、出力電圧 V_m が基準電圧 $V_{s t d}$ よりも高いとき、フィードバック電圧指令 $V_{d c c o m_f b 1}$ に基づいてオンデューティ比が $D 0 1$ ($<D 0 0$) であるデューティ比 $D R 1$ を演算する。さらに、デューティ比演算部541は、出力電圧 V_m が基準電圧 $V_{s t d}$ よりも低いとき、フィードバック電圧指令 $V_{d c c o m_f b 2}$ に基づいてオンデューティ比が $D 0 2$ ($D 0 0 < D 0 2 < 1$) であるデューティ比 $D R 2$ を演算する。

【0103】

そして、加算器542は、出力電圧 V_m が基準電圧 $V_{s t d}$ であるとき、デューティ比 $D R 0$ に補償率 $R_{c o m}$ を加算して補償デューティ比 $D R 0 U$ を PWM信号変換部543へ出力し、デューティ比 $D R 0$ に補償率 $1 - R_{c o m}$ を加算して補償デューティ比 $D R 0 L$ を PWM信号変換部543へ出力する。

【0104】

また、加算器542は、出力電圧 V_m が基準電圧 $V_{s t d}$ よりも高いとき、デューティ比 $D R 1$ に補償率 $R_{c o m}$ を加算して補償デューティ比 $D R 1 U$ を PWM信号変換部543へ出力し、デューティ比 $D R 1$ に補償率 $1 - R_{c o m}$ を加算して補償デューティ比 $D R 1 L$ を PWM信号変換部543へ出力する。

【0105】

さらに、加算器542は、出力電圧 V_m が基準電圧 $V_{s t d}$ よりも低いとき、デューティ比 $D R 2$ に補償率 $R_{c o m}$ を加算して補償デューティ比 $D R 2 U$

をPWM信号変換部543へ出力し、デューティ比DR0に補償率 $1-R_{com}$ を加算して補償デューティ比DR2LをPWM信号変換部543へ出力する。

【0106】

そうすると、図7を参照して、PWM信号変換部543は、出力電圧 V_m が基準電圧 V_{std} であるとき、デューティ比DR0U, DR0Lに基づいて信号PWU0U, PWU0Lを生成し、信号PWU0U, PWU0Lからなる信号PWU0を昇圧コンバータ12へ出力する。また、PWM信号変換部543は、出力電圧 V_m が基準電圧 V_{std} よりも高いときデューティ比DR1U, DR1Lに基づいて信号PWU1U, PWU1Lを生成し、信号PWU1U, PWU1Lからなる信号PWU1を昇圧コンバータ12へ出力する。さらに、PWM信号変換部543は、出力電圧 V_m が基準電圧 V_{std} よりも低いときデューティ比DR2U, DR2Lに基づいて信号PWU2U, PWU2Lを生成し、信号PWU2U, PWU2Lからなる信号PWU2を昇圧コンバータ12へ出力する。

【0107】

なお、信号PWU0U, PWU1U, PWU2Uは、昇圧コンバータ12のNPNトランジスタQ1をオン／オフするための信号であり、PWU0L, PWU1L, PWU2Lは、昇圧コンバータ12のNPNトランジスタQ2をオン／オフするための信号である。

【0108】

図8は、図7に示す信号PWU0, PWU1, PWU2を用いて昇圧コンバータ12のNPNトランジスタQ1, Q2をオン／オフさせたときの出力電圧 V_m のフィードバック制御におけるフィードバック電圧指令 V_{dcom_fb0} に対する追従特性を示す。

【0109】

図8を参照して、出力電圧 V_m が基準電圧 V_{std} に一致するとき、出力電圧 V_m はパターン1のようにフィードバック電圧指令 V_{dcom_fb0} に追従する。すなわち、出力電圧 V_m は、タイミング t_0 において点Aから出発して、タイミング t_1 でフィードバック電圧指令 V_{dcom_fb0} と交差し、その

後、曲線 k_2 に従ってフィードバック電圧指令 $V_{dc_com_fb0}$ に追従する。
なお、曲線 k_2 によって示される追従特性を基本特性と言う。

【0110】

また、出力電圧 V_m が基準電圧 V_{std} よりも高いとき、出力電圧 V_m は、パターン 2 のようにフィードバック電圧指令 $V_{dc_com_fb0}$ に追従する。すなわち、出力電圧 V_m は、基準電圧 V_{std} よりも高い電圧である点 B から出発し、NPN トランジスタ Q_2 のオンデューティーがパターン 1 の場合 ($D_{00} + 1 - R_{com}$) よりも小さい ($D_{01} + 1 - R_{com}$) ためパターン 1 の場合よりもゆっくりと上昇し、タイミング t_1 でフィードバック電圧指令 $V_{dc_com_fb0}$ と交差する。その後、出力電圧 V_m は、パターン 1 と同じように曲線 k_2 に従ってフィードバック電圧指令 $V_{dc_com_fb0}$ に追従する。

【0111】

この場合、補正器 524 によるフィードバック予備電圧指令 $V_{dc_com_fb_pr}$ の補正を行なわないとき、出力電圧 V_m は、曲線 k_3 に従ってフィードバック電圧指令 $V_{dc_com_fb0}$ に追従する。すなわち、出力電圧 V_m は、パターン 1 の場合と同じ速さで上昇し、タイミング t_1 よりも早いタイミング t_2 でフィードバック電圧指令 $V_{dc_com_fb0}$ と交差し、その後、フィードバック電圧指令 $V_{dc_com_fb0}$ に追従する。

【0112】

したがって、誤差 ΔV_{dc} を換算比 $V_{std} < 1$ で補正することにより、基本特性（曲線 k_2 で表わされる）からずれていた追従特性（曲線 k_3 で表わされる）が基本特性に一致する。

【0113】

さらに、出力電圧 V_m が基準電圧 V_{std} よりも低いとき、出力電圧 V_m は、パターン 3 のようにフィードバック電圧指令 $V_{dc_com_fb0}$ に追従する。すなわち、出力電圧 V_m は、基準電圧 V_{std} よりも低い電圧である点 C から出発し、NPN トランジスタ Q_2 のオンデューティーがパターン 1 の場合 ($D_{00} + 1 - R_{com}$) よりも大きい ($D_{02} + 1 - R_{com}$) ためパターン 1 の場合よりも速く上昇し、タイミング t_1 でフィードバック電圧指令 $V_{dc_com_fb0}$ と交差する。

b0と交差する。その後、出力電圧 V_m は、パターン1と同じように曲線k2に従ってフィードバック電圧指令 $V_{d c c o m_f b 0}$ に追従する。

【0114】

この場合、補正器524によるフィードバック予備電圧指令 $V_{d c c o m_f b_p r}$ の補正を行なわないとき、出力電圧 V_m は、曲線k4に従ってフィードバック電圧指令 $V_{d c c o m_f b 0}$ に追従する。すなわち、出力電圧 V_m は、パターン1の場合と同じ速さで上昇し、タイミングt1よりも遅いタイミングt3でフィードバック電圧指令 $V_{d c c o m_f b 0}$ と交差し、その後、フィードバック電圧指令 $V_{d c c o m_f b 0}$ に追従する。

【0115】

したがって、誤差 $\Delta V_{d c}$ を換算比 $V_{s t d} > 1$ で補正することにより、基本特性（曲線k2で表わされる）からずれていた追従特性（曲線k4で表わされる）が基本特性に一致する。

【0116】

フィードバック電圧指令 $V_{d c c o m_f b 0}$ ($=V_{d c c o m_f b_p r}$) は、出力電圧 V_m が電圧指令 $V_{d c c o m}$ に一致するようにフィードバック制御するために演算された電圧指令であるので、出力電圧 V_m がフィードバック電圧指令 $V_{d c c o m_f b 0}$ に追従することは、出力電圧 V_m が電圧指令 $V_{d c c o m}$ に追従することに相当する。

【0117】

このように、出力電圧 V_m が基準電圧 $V_{s t d}$ に一致しないとき、フィードバック予備電圧指令 $V_{d c c o m_f b_p r}$ が補正され、電圧指令 $V_{d c c o m}$ に対する出力電圧 V_m の追従特性が基本特性になるように制御される。

【0118】

したがって、出力電圧 V_m が変動しても、出力電圧 V_m に基づいてフィードバック予備電圧指令 $V_{d c c o m_f b_p r}$ を補正することにより、電圧指令 $V_{d c c o m}$ に対する出力電圧 V_m の追従特性を一定に保持できる。

【0119】

図9を参照して、昇圧コンバータ12における直流電圧から出力電圧 V_m への

電圧変換を制御する動作について説明する。動作がスタートすると、電圧センサー 10 は、直流電源 B からの直流電圧 V_b を検出し、その検出した直流電圧 V_b を制御装置 30 へ出力する。また、電圧センサー 13 は、昇圧コンバータ 12 の出力電圧 V_m を検出し、その検出した出力電圧 V_m を制御装置 30 へ出力する（ステップ S1）。

【0120】

そうすると、制御装置 30 において、減算器 521 は、出力電圧 V_m と電圧指令 V_{dc_com} との誤差 ΔV_{dc} を演算し、その演算した誤差 ΔV_{dc} をゲイン決定部 522 および PI 制御器 523 へ出力する（ステップ S2）。そして、ゲイン決定部 522 は、誤差 ΔV_{dc} に応じて比例ゲイン PG および積分ゲイン IG からなる制御ゲインを決定する（ステップ S3）。

【0121】

その後、PI 制御器 523 は、ゲイン決定部 522 からの制御ゲインと、減算器 521 からの誤差 ΔV_{dc} とを受け、比例ゲイン PG、積分ゲイン IG および誤差 ΔV_{dc} を式 (1) に代入してフィードバック予備電圧指令 $V_{dc_com_fb_pr}$ を演算する（ステップ S4）。

【0122】

そして、補正器 524 は、PI 制御器 523 からのフィードバック予備電圧指令 $V_{dc_com_fb_pr}$ と、電圧センサー 13 からの出力電圧 V_m とを受け、式 (2) によりフィードバック予備電圧指令 $V_{dc_com_fb_pr}$ を出力電圧 V_m に応じて補正し、電圧指令 V_{dc_com} に対する出力電圧 V_m の追従特性が基本特性になるフィードバック電圧指令 $V_{dc_com_fb}$ を演算する。そして、補正器 524 は、演算したフィードバック電圧指令 $V_{dc_com_fb}$ をデューティー比演算部 541 へ出力する（ステップ S5）。

【0123】

そうすると、デューティー比演算部 541 は、フィードバック電圧指令 $V_{dc_com_fb}$ に基づいて、上述した方法によってデューティー比 (DR0, DR1, DR2 のいずれか) を演算し、その演算したデューティー比を加算器 542 へ出力する（ステップ S6）。

【0124】

一方、前向き補償器 525 は、電圧センサー 10 からの直流電圧 V_b と、インバータ入力電圧指令演算部 50 からの電圧指令 $V_{dc\ com}$ とを受け、式 (3) を用いて補償率 R_{com} , $1 - R_{com}$ を演算して加算器 542 へ出力する。

【0125】

そして、加算器 542 は、デューティー比演算部 541 からのデューティー比に前向き補償器 525 からの補償率 R_{com} , $1 - R_{com}$ を加え、補償デューティー比を PWM 信号変換部 543 へ出力する。PWM 信号変換部 543 は、加算器 542 からの補償デューティー比に基づいて信号 PWU を生成し (ステップ S7)、その生成した信号 PWU を昇圧コンバータ 12 へ出力する。

【0126】

昇圧コンバータ 12 の NPN トランジスタ Q_1 , Q_2 は、信号 PWU に基づいてオン/オフされ、昇圧コンバータ 12 は、出力電圧 V_m が電圧指令 $V_{dc\ com}$ になるように制御される (ステップ S8)。そして、一連の動作が終了する (ステップ S9)。

【0127】

再び、図 1 を参照して、モータ駆動装置 100 における動作について説明する。制御装置 30 は、外部の ECU からトルク指令値 TR が入力されると、システムリレー SR_1 , SR_2 をオンするための信号 SE を生成してシステムリレー SR_1 , SR_2 へ出力するとともに、交流モータ M_1 がトルク指令値 TR を発生するように昇圧コンバータ 12 およびインバータ 14 を制御するための信号 PWU および信号 $PWMI$ を生成してそれぞれ昇圧コンバータ 12 およびインバータ 14 へ出力する。

【0128】

そして、直流電源 B は直流電圧 V_b を出力し、システムリレー SR_1 , SR_2 は直流電圧 V_b をコンデンサ C_1 へ供給する。コンデンサ C_1 は、供給された直流電圧 V_b を平滑化し、その平滑化した直流電圧 V_b を昇圧コンバータ 12 へ供給する。

【0129】

そうすると、昇圧コンバータ 12 の NPN トランジスタ Q_1 、 Q_2 は、制御装置 30 からの信号 PWU に応じてオン／オフされ、直流電圧 V_b を出力電圧 V_m に変換してコンデンサ C2 に供給する。電圧センサー 13 は、コンデンサ C2 の両端の電圧である出力電圧 V_m を検出し、その検出した出力電圧 V_m を制御装置 30 へ出力する。

【0130】

制御装置 30 は、上述したように、電圧指令 $V_{dc\ com}$ と出力電圧 V_m との誤差 ΔV_{dc} を演算し、その演算した誤差 ΔV_{dc} に応じて PI 制御ゲインを決定する。そして、制御装置 30 は、決定した PI 制御ゲインを用いて演算したフィードバック予備電圧指令を、上述したように出力電圧 V_m に応じて補正し、電圧指令 $V_{dc\ com}$ に対する出力電圧 V_m の追従特性が基本特性になる信号 PWU を生成して昇圧コンバータ 12 へ出力する。これによって、昇圧コンバータ 12 は、電圧指令 $V_{dc\ com}$ に対する出力電圧 V_m の追従特性を基本特性に一致させながら、出力電圧 V_m が電圧指令 $V_{dc\ com}$ になるように直流電圧を出力電圧 V_m に変換する。

【0131】

コンデンサ C2 は、昇圧コンバータ 12 から供給された直流電圧を平滑化してインバータ 14 へ供給する。インバータ 14 の NPN トランジスタ $Q_3 \sim Q_8$ は、制御装置 30 からの信号 PWMI に従ってオン／オフされ、インバータ 14 は、直流電圧を交流電圧に変換し、トルク指令値 T_R によって指定されたトルクを交流モータ M1 が発生するように交流モータ M1 の U 相、V 相、W 相の各相に所定の交流電流を流す。これにより、交流モータ M1 は、トルク指令値 T_R によって指定されたトルクを発生する。

【0132】

モータ駆動装置 100 が搭載されたハイブリッド自動車または電気自動車が回生制動モードになった場合、制御装置 30 は、回生制動モードになったことを示す信号を外部の ECU から受け、信号 PWMC および信号 PWD を生成してそれぞれインバータ 14 および昇圧コンバータ 12 へ出力する。

【0133】

交流モータM1は、交流電圧を発電し、その発電した交流電圧をインバータ14へ供給する。そして、インバータ14は、制御装置30からの信号PWMCに従って、交流電圧を直流電圧に変換し、その変換した直流電圧をコンデンサC2を介して昇圧コンバータ12へ供給する。

【0134】

昇圧コンバータ12は、制御装置30からの信号PWDに従って直流電圧を降圧して直流電源Bに供給し、直流電源Bを充電する。

【0135】

このように、モータ駆動装置100においては、電圧指令Vdcomに対する昇圧コンバータ12の出力電圧Vmの追従特性が基本特性になるように直流電源Bからの直流電圧Vbが出力電圧Vmに変換され、その変換された出力電圧VmはコンデンサC2を介してインバータ14へ供給され、トルク指令値TRによって指定されたトルクを発生するように交流モータM1が駆動される。また、回生制動モードにおいては、交流モータM1が発電した電力によって直流電源Bが充電されるようにモータ駆動装置100が駆動する。

【0136】

なお、この発明においては、昇圧コンバータ12、制御装置30のフィードバック電圧指令演算部52およびデューティー比変換部54は、「電圧変換装置」を構成する。

【0137】

また、この発明においては、フィードバック電圧指令演算部52およびデューティー比変換部54は、電圧変換器としての昇圧コンバータ12を制御する「制御手段」を構成する。

【0138】

さらに、PI制御器523は、フィードバック予備電圧指令Vdcom_fb_prを演算する「演算器」を構成する。

【0139】

さらに、この発明による電圧変換方法は、図9に示すフローチャートに従ってフィードバック制御を行ない、直流電圧を出力電圧Vmに変換する電圧変換方法

である。

【0140】

さらに、フィードバック電圧指令演算部52およびデューティ比変換部54におけるフィードバック制御は、実際にはCPU (Central Processing Unit) によって行なわれ、CPUは、図9に示すフローチャートの各ステップを備えるプログラムをROM (Read Only Memory) から読出し、その読出したプログラムを実行して図9に示すフローチャートに従って直流電圧から出力電圧 V_m への電圧変換を制御する。したがって、ROMは、図9に示すフローチャートの各ステップを備えるプログラムを記録したコンピュータ (CPU) 読取り可能な記録媒体に相当する。

【0141】

実施の形態1によれば、電圧変換装置は、直流電源からの直流電圧を変換した出力電圧が電圧指令になるように制御するフィードバック制御において、出力電圧と指令電圧との誤差に基づいて演算したフィードバック予備電圧指令を、電圧指令に対する出力電圧の追従特性が基本特性になるときのフィードバック電圧指令に補正する制御手段を備えるので、電圧指令に対する出力電圧の追従特性を一定に保持して直流電圧を出力電圧に変換できる。

【0142】

〔実施の形態2〕

図10を参照して、実施の形態2による電圧変換装置を備えるモータ駆動装置100Aは、モータ駆動装置100の制御装置30を制御装置30Aに代えたものであり、その他はモータ駆動装置100と同じである。

【0143】

図11を参照して、制御装置30Aは、制御装置30のモータトルク制御手段301をモータトルク制御手段301Aに代えたものであり、その他は、制御装置30と同じである。

【0144】

モータトルク制御手段301Aは、モータトルク制御手段301と同じ方法により信号PWMIを生成してインバータ14へ出力するとともに、後述する方法

によって、昇圧コンバータ 12 の NPN トランジスタ Q1, Q2 を制御する信号 PWU を生成し、その生成した信号 PWU を昇圧コンバータ 12 へ出力する。

【0145】

図 12 を参照して、モータトルク制御手段 301A は、モータトルク制御手段 301 のフィードバック電圧指令演算部 52 をフィードバック電圧指令演算部 52A に代えたものであり、その他はモータトルク制御手段 301 と同じである。

【0146】

フィードバック電圧指令演算部 52A は、インバータ入力電圧指令演算部 50 からの電圧指令 $V_{dc\ com}$ と、電圧センサー 13 からの出力電圧 V_m とに基づいて、出力電圧 V_m と電圧指令 $V_{dc\ com}$ との誤差 ΔV_{dc} を補正して電圧指令 $V_{dc\ com}$ に対する出力電圧 V_m の追従特性が基本特性になるようにフィードバック電圧指令 $V_{dc\ com_fbv2}$ を演算する。

【0147】

図 13 を参照して、フィードバック電圧指令演算部 52A は、フィードバック電圧指令演算部 52 の補正器 524 を補正器 524A に代え、PI 制御器 523 を PI 制御器 523A に代えたものであり、その他は、フィードバック電圧指令演算部 52 と同じである。

【0148】

フィードバック電圧指令演算部 52A においては、減算器 521 は、演算した誤差 ΔV_{dc} をゲイン決定部 522、PI 制御器 523A および補正器 524A へ出力する。補正器 524A は、減算器 521 からの誤差 ΔV_{dc} と、電圧センサー 13 からの出力電圧 V_m とを受け、出力電圧 V_m に応じて誤差 ΔV_{dc} を次式によって補正する。

【0149】

【数 6】

$$\Delta V_{dcc} = \Delta V_{dc} \times \frac{V_{std}}{V_m} \quad \dots (6)$$

【0150】

そして、補正器 524A は、補正した補正誤差 ΔV_{dcc} を PI 制御器 523

Aへ出力する。

【0151】

補正器 524A は、基準電圧 V_{std} を出力電圧 V_m で除算することにより、電圧指令 V_{dcco} に対する出力電圧 V_m の追従特性が基本特性になる基準電圧 V_{std} に出力電圧 V_m を換算するための換算比を演算する。そして、補正器 524A は、演算した換算比を誤差 ΔV_{dc} に乗算することにより、電圧指令 V_{dcco} に対する出力電圧 V_m の追従特性が基本特性になるフィードバック電圧指令 V_{dcco_fbv2} を求めるための補正誤差 ΔV_{dcc} を演算する。

【0152】

PI 制御器 523A は、ゲイン決定部 522 からの制御ゲイン（比例ゲイン P_G および積分ゲイン I_G ）と、補正器 524A からの補正誤差 ΔV_{dcc} とを受け、比例ゲイン P_G 、積分ゲイン I_G および補正誤差 ΔV_{dcc} を次式に代入することにより、フィードバック電圧指令 V_{dcco_fbv2} を演算する。

【0153】

【数7】

$$V_{dcco_fbv2} = P_G \times \Delta V_{dcc} + I_G \times \sum \Delta V_{dcc} \quad \dots (7)$$

【0154】

そして、PI 制御器 523A は、演算したフィードバック電圧指令 V_{dcco_fbv2} をデューティ比演算部 541 へ出力する。

【0155】

式 (1) を式 (2) に代入すると、次式になる。

【0156】

【数8】

$$V_{dcco_fb} = P_G \times \Delta V_{dc} \times \frac{V_{std}}{V_m} + I_G \times \sum \Delta V_{dc} \times \frac{V_{std}}{V_m} \quad \dots (8)$$

【0157】

また、式 (6) を式 (7) に代入すると、次式になる。

【0158】

【数 9】

$$V_{d c c o m_f b v 2} = P G \times \Delta V_{d c} \times \frac{V_{s t d}}{V_m} + I G \times \Sigma \Delta V_{d c} \times \frac{V_{s t d}}{V_m} \quad \dots (9)$$

【0159】

そうすると、フィードバック電圧指令演算部 52A が出力するフィードバック電圧指令 $V_{d c c o m_f b v 2}$ は、実施の形態 1 におけるフィードバック電圧指令演算部 52 が出力するフィードバック電圧指令 $V_{d c c o m_f b}$ に一致する。

【0160】

実施の形態 1 においては、フィードバック電圧指令演算部 52 は、誤差 $\Delta V_{d c}$ に応じて決定した制御ゲイン（比例ゲイン $P G$ および積分ゲイン $I G$ ）と誤差 $\Delta V_{d c}$ とを用いてフィードバック予備電圧指令 $V_{d c c o m_f b_p r}$ を演算し、その演算したフィードバック予備電圧指令 $V_{d c c o m_f b_p r}$ を換算比 $V_{s t d} / V_m$ を用いて補正してフィードバック電圧指令 $V_{d c c o m_f b}$ を演算する。

【0161】

これに対して、実施の形態 2 におけるフィードバック電圧指令演算部 52A は、誤差 $\Delta V_{d c}$ を換算比 $V_{s t d} / V_m$ を用いて補正する。つまり、出力電圧 V_m が基準電圧 $V_{s t d}$ に一致するとき、補正器 524A は、減算器 521 からの誤差 $\Delta V_{d c}$ に換算比 $V_{s t d} / V_m = 1$ を乗算し、誤差 $\Delta V_{d c}$ からなる補正誤差 $\Delta V_{d c c}$ を出力する。また、出力電圧 V_m が基準電圧 $V_{s t d}$ よりも高いとき、補正器 524A は、誤差 $\Delta V_{d c}$ に換算比 $V_{s t d} / V_m < 1$ を乗算し、 $\Delta V_{d c} \times (V_{s t d} / V_m)$ からなる補正誤差 $\Delta V_{d c c}$ を出力する。さらに、出力電圧 V_m が基準電圧 $V_{s t d}$ よりも低いとき、補正器 524A は、誤差 $\Delta V_{d c}$ に換算比 $V_{s t d} / V_m > 1$ を乗算し、 $\Delta V_{d c} \times (V_{s t d} / V_m)$ からなる補正誤差 $\Delta V_{d c c}$ を出力する。

【0162】

そして、出力電圧 V_m が基準電圧 $V_{s t d}$ に一致するとき、フィードバック電圧指令 $V_{d c c o m_f b v 2} = V_{d c c o m_f b 0}$ となり、電圧指令 $V_{d c}$

comに対する出力電圧 V_m の追従特性は、図8に示すパターン1のようになる。また、出力電圧 V_m が基準電圧 V_{std} よりも高いとき、フィードバック電圧指令 $V_{dcco_fbv2} = V_{dcco_fb1}$ となり、電圧指令 V_{dcco} に対する出力電圧 V_m の追従特性は、図8に示すパターン2のようになる。つまり、誤差 ΔV_d を換算比 $V_{std} < 1$ で補正することにより、基本特性（曲線k2で表わされる）からずれていた追従特性（曲線k3で表わされる）が基本特性に一致する。さらに、出力電圧 V_m が基準電圧 V_{std} よりも低いとき、フィードバック電圧指令 $V_{dcco_fbv2} = V_{dcco_fb2}$ となり、電圧指令 V_{dcco} に対する出力電圧 V_m の追従特性は、図8に示すパターン3のようになる。つまり、誤差 ΔV_d を換算比 $V_{std} > 1$ で補正することにより、基本特性（曲線k2で表わされる）からずれていた追従特性（曲線k4で表わされる）が基本特性に一致する。

【0163】

このように、補正器524Aは、出力電圧 V_m が基準電圧 V_{std} からずれた場合、電圧指令 V_{dcco} に対する出力電圧 V_m の追従特性が基本特性になるように誤差 ΔV_d を出力電圧 V_m に応じて補正する。

【0164】

したがって、補正誤差 ΔV_{dc} は、電圧指令 V_{dcco} に対する出力電圧 V_m の追従特性を基本特性に一致させるための誤差である。

【0165】

そして、フィードバック電圧指令演算部52, 52Aは、電圧指令 V_{dcco} に対する出力電圧 V_m の追従特性が基本特性になるフィードバック電圧指令 V_{dcco_fb} , V_{dcco_fbv2} を演算する点で共通する。

【0166】

上述したように、実施の形態2においては、出力電圧 V_m と電圧指令 V_{dcco} との誤差 ΔV_d を出力電圧 V_m に応じて補正し、その補正した補正誤差 ΔV_{dc} を用いて電圧指令 V_{dcco} に対する出力電圧 V_m の追従特性が基本特性になるフィードバック電圧指令 V_{dcco_fbv2} ($= V_{dcco_fb}$)を演算することを特徴とする。そして、制御ゲインとしての比例ゲインP

Gおよび積分ゲインIGは、補正されない。

【0167】

図14を参照して、実施の形態2における電圧変換を制御する動作について説明する。図14に示すフローチャートは、図9に示すフローチャートのステップS4、S5を、それぞれ、ステップS4a、S5aに代えたものであり、その他は、図9に示すフローチャートと同じである。

【0168】

ステップS3の後、補正器524Aは、減算器521からの誤差 ΔV_{dc} と電圧センサー13からの出力電圧 V_m とを受け、誤差 ΔV_{dc} を式(6)により補正する(ステップS4a)。そして、補正器524Aは、補正誤差 ΔV_{dcc} をPI制御器523Aへ出力する。

【0169】

PI制御器523Aは、ゲイン決定部522からの制御ゲイン(比例ゲインPおよび積分ゲインIG)と、補正器524Aからの補正誤差 ΔV_{dcc} とを受け、式(7)によりフィードバック電圧指令 V_{dcc_fbv2} (= V_{dcc_fb})を演算し、その演算したフィードバック電圧指令 V_{dcc_fbv2} をデューティー比演算部541へ出力する(ステップS5a)。

【0170】

その後、上述したステップS6～S8が実行されて一連の動作が終了する(ステップS9)。

【0171】

なお、この発明においては、昇圧コンバータ12、制御装置30Aのフィードバック電圧指令演算部52Aおよびデューティー比変換部54は、「電圧変換装置」を構成する。

【0172】

また、この発明においては、フィードバック電圧指令演算部52Aおよびデューティー比変換部54は、電圧変換器としての昇圧コンバータ12を制御する「制御手段」を構成する。

【0173】

さらに、PI制御器523Aは、フィードバック電圧指令 $V_{dc_com_fb}$ を演算する「演算器」を構成する。

【0174】

さらに、フィードバック電圧指令演算部52Aは、フィードバック電圧指令演算部52と同様に、電圧指令 V_{dc_com} に対する出力電圧 V_m の追従特性が基本特性になるフィードバック電圧指令 $V_{dc_com_fbv2}$ ($=V_{dc_com_fb}$)を演算するので、この発明におけるフィードバック電圧指令演算部は、誤差 ΔV_{dc} またはフィードバック予備電圧指令 $V_{dc_com_fb_pr}$ を換算比 V_{std}/V_m によって補正することにより、電圧指令 V_{dc_com} に対する出力電圧 V_m の追従特性が基本特性になるフィードバック電圧指令を演算するものであればよい。

【0175】

さらに、この発明による電圧変換方法は、図14に示すフローチャートに従ってフィードバック制御を行ない、直流電圧を出力電圧 V_m に変換する電圧変換方法である。

【0176】

さらに、フィードバック電圧指令演算部52Aおよびデューティ比変換部54におけるフィードバック制御は、実際にはCPU (Central Processing Unit) によって行なわれ、CPUは、図14に示すフローチャートの各ステップを備えるプログラムをROM (Read Only Memory) から読出し、その読出したプログラムを実行して図14に示すフローチャートに従って直流電圧から出力電圧 V_m への電圧変換を制御する。したがって、ROMは、図14に示すフローチャートの各ステップを備えるプログラムを記録したコンピュータ (CPU) 読取り可能な記録媒体に相当する。

【0177】

さらに、この発明による電圧変換方法は、図9に示すステップS4、S5、または図14に示すステップS4a、S5aを、「誤差 ΔV_{dc} および制御ゲイン (比例ゲインPGおよび積分ゲインIG) に基づいて、電圧指令 V_{dc_com} に対する出力電圧 V_m の追従特性が基本特性になるフィードバック電圧指令 V_{dc}

com_fbを演算する」ステップに代えたものであってもよい。

【0178】

そして、このステップは、ROMに記録されたプログラムにも適用可能なものである。

【0179】

その他は、実施の形態1と同じである。

実施の形態2によれば、電圧変換装置は、直流電源からの直流電圧を変換した出力電圧が電圧指令になるように制御するフィードバック制御において、出力電圧と指令電圧との誤差を電圧指令に対する出力電圧の追従特性が基本特性になるときの誤差に補正し、その補正した補正誤差を用いてフィードバック電圧指令を演算する制御手段を備えるので、電圧指令に対する出力電圧の追従特性を一定に保持して直流電圧を出力電圧に変換できる。

【0180】

〔実施の形態3〕

図15を参照して、実施の形態3による電圧変換装置を備えるモータ駆動装置100Bは、モータ駆動装置100の制御装置30を制御装置30Bに代えたものであり、その他はモータ駆動装置100と同じである。

【0181】

図16を参照して、制御装置30Bは、制御装置30のモータトルク制御手段301をモータトルク制御手段301Bに代えたものであり、その他は、制御装置30と同じである。

【0182】

モータトルク制御手段301Bは、モータトルク制御手段301と同じ方法によって信号PWMIを生成するとともに、後述する方法によって、信号PWUを生成し、その生成した信号PWUを昇圧コンバータ12へ出力する。

【0183】

図17を参照して、モータトルク制御手段301Bは、モータトルク制御手段301のフィードバック電圧指令演算部52をフィードバック電圧指令演算部52Bに代え、デューティ比変換部54をデューティ比変換部54Aに代えた

ものであり、その他はモータトルク制御手段 301 と同じである。

【0184】

フィードバック電圧指令演算部 52B は、インバータ入力電圧指令演算部 50 からの電圧指令 $V_{dc\ com}$ と電圧センサー 13 からの出力電圧 V_m とに基づいてフィードバック電圧指令 $V_{dc\ com_fbv\ 3}$ を演算し、その演算したフィードバック電圧指令 $V_{dc\ com_fbv\ 3}$ をデューティ比変換部 54A へ出力する。その他、フィードバック電圧指令演算部 52B は、フィードバック電圧指令演算部 52 と同じ機能を果たす。

【0185】

デューティ比変換部 54A は、フィードバック電圧指令演算部 52B からのフィードバック電圧指令 $V_{dc\ com_fbv\ 3}$ および補償率 R_{com} 、 $1 - R_{com}$ と電圧センサー 13 からの出力電圧 V_m とに基づいて、電圧指令 $V_{dc\ com}$ に対する出力電圧 V_m の追従特性が基本特性になるための信号 PWU を生成し、その生成した信号 PWU を昇圧コンバータ 12 へ出力する。

【0186】

図 18 を参照して、フィードバック電圧指令演算部 52B は、フィードバック電圧指令演算部 52 の補正器 524 を削除したものであり、その他はフィードバック電圧指令演算部 52 と同じである。

【0187】

したがって、フィードバック電圧指令演算部 52B は、出力電圧 V_m と電圧指令 $V_{dc\ com}$ との誤差 ΔV_{dc} と制御ゲイン（比例ゲイン PG および積分ゲイン IG ）とを式 (1) に代入してフィードバック電圧指令 $V_{dc\ com_fbv\ 3}$ を演算する。そして、フィードバック電圧指令演算部 52B は、演算したフィードバック電圧指令 $V_{dc\ com_fbv\ 3}$ をデューティ比演算部 541 へ出力する。

【0188】

つまり、フィードバック電圧指令演算部 52B は、実施の形態 1, 2 のような補正を行なうことなく、誤差 ΔV_{dc} から決定されるフィードバック電圧指令 $V_{dc\ com_fbv\ 3}$ を演算してデューティ比演算部 541 へ出力する。

【0189】

なお、フィードバック電圧指令 $V_{d c c o m_f b v 3}$ は、実施の形態 1 におけるフィードバック予備電圧指令 $V_{d c c o m_f b_p r}$ に等しい。

【0190】

デューティ比変換部 54A は、デューティ比変換部 54 に補正器 544 を追加したものであり、その他は、デューティ比変換部 54 と同じである。補正器 544 は、デューティ比演算部 541 と加算器 542 との間に配置される。そして、補正器 544 は、デューティ比演算部 541 からのデューティ比 $D R O$ と、電圧センサー 13 からの出力電圧 V_m とを受け、デューティ比 $D R O$ を出力電圧 V_m を用いて次式により補正し、補正デューティ比 $D R C$ を演算する。

【0191】

【数 10】

$$D R C = D R O \times \frac{V_{s t d}}{V_m} \quad \dots (10)$$

【0192】

そして、補正器 544 は、補正デューティ比 $D R C$ を加算器 542 へ出力する。

【0193】

補正器 544 は、基準電圧 $V_{s t d}$ を出力電圧 V_m で除算することにより、電圧指令 $V_{d c c o m}$ に対する出力電圧 V_m の追従特性が基本特性になる基準電圧 $V_{s t d}$ に出力電圧 V_m を換算するための換算比を演算する。そして、補正器 544 は、演算した換算比をデューティ比 $D R O$ に乗算することにより、電圧指令 $V_{d c c o m}$ に対する出力電圧 V_m の追従特性が基本特性になる補正デューティ比 $D R C$ を演算する。

【0194】

上述したように、フィードバック電圧指令演算部 52B は、何ら補正することなく、誤差 $\Delta V_{d c}$ のみに基づいてフィードバック電圧指令 $V_{d c c o m_f b v 3}$ を演算する。そして、デューティ比演算部 541 は、フィードバック電圧

指令Vdcom_fbv3に基づいてデューティー比DROを演算する。

【0195】

この場合、デューティー比DROは、誤差 ΔVdc のみに基づいて演算されたデューティー比であるので、出力電圧 V_m が変化しても誤差 ΔVdc が一定であれば一定である。つまり、デューティー比演算部541は、フィードバック電圧指令Vdcom_fbv3に基づいてデューティー比を演算し、図6に示すデューティー比DROと同じデューティー比DROを補正器544へ出力する。

【0196】

そして、補正器544は、デューティー比演算部541からのデューティー比DROを式(10)を用いて補正し、補正デューティー比DRCを加算器542へ出力する。

【0197】

すなわち、補正器544は、出力電圧 V_m が基準電圧 V_{std} に一致するとき、デューティー比演算部541からのデューティー比DROに換算比 $V_{std}/V_m=1$ を乗算してデューティー比DRO(=DRO:図6参照)からなる補正デューティー比DRCを加算器542へ出力する。また、補正器544は、出力電圧 V_m が基準電圧 V_{std} よりも高いとき、デューティー比演算部541からのデューティー比DROに換算比 $V_{std}/V_m<1$ を乗算して図6に示すデューティー比DR1からなる補正デューティー比DRCを加算器542へ出力する。さらに、補正器544は、出力電圧 V_m が基準電圧 V_{std} よりも低いとき、デューティー比演算部541からのデューティー比DROに換算比 $V_{std}/V_m>1$ を乗算して図6に示すデューティー比DR2からなる補正デューティー比DRCを加算器542へ出力する。

【0198】

そうすると、加算器542は、補正器544からの補正デューティー比DRCに前向き補償器525からの補償率 R_{com} 、 $1-R_{com}$ を加算して補償デューティー比をPWM信号変換部543へ出力する。

【0199】

すなわち、加算器542は、出力電圧 V_m が基準電圧 V_{std} に一致するとき

、図6に示すデューティー比 DR_0 からなる補正デューティー比 DR_C に補償率 R_{com} , $1-R_{com}$ を加算して、図6に示すデューティー比 DR_{0U} , DR_{0L} からなる補償デューティー比をPWM信号変換部543へ出力する。また、加算器542は、出力電圧 V_m が基準電圧 V_{std} よりも高いとき、図6に示すデューティー比 DR_1 からなる補正デューティー比 DR_C に補償率 R_{com} , $1-R_{com}$ を加算して、図6に示すデューティー比 DR_{1U} , DR_{1L} からなる補償デューティー比をPWM信号変換部543へ出力する。さらに、加算器542は、出力電圧 V_m が基準電圧 V_{std} よりも低いとき、図6に示すデューティー比 DR_2 からなる補正デューティー比 DR_C に補償率 R_{com} , $1-R_{com}$ を加算して、図6に示すデューティー比 DR_{2U} , DR_{2L} からなる補償デューティー比をPWM信号変換部543へ出力する。

【0200】

そして、PWM信号変換部543は、加算器542からの補償デューティー比に基づいて信号 PWU を生成して昇圧コンバータ12へ出力する。すなわち、PWM信号変換部543は、出力電圧 V_m が基準電圧 V_{std} に一致するとき、図6に示すデューティー比 DR_{0U} , DR_{0L} からなる補償デューティー比に基づいて、それぞれ、図7に示す信号 PWU_{0U} , PWU_{0L} を生成し、信号 PWU_{0U} , PWU_{0L} からなる信号 PWU_0 を昇圧コンバータ12へ出力する。また、PWM信号変換部543は、出力電圧 V_m が基準電圧 V_{std} よりも高いとき、図6に示すデューティー比 DR_{1U} , DR_{1L} からなる補償デューティー比に基づいて、それぞれ、図7に示す信号 PWU_{1U} , PWU_{1L} を生成し、信号 PWU_{1U} , PWU_{1L} からなる信号 PWU_1 を昇圧コンバータ12へ出力する。さらに、PWM信号変換部543は、出力電圧 V_m が基準電圧 V_{std} よりも低いとき、図6に示すデューティー比 DR_{2U} , DR_{2L} からなる補償デューティー比に基づいて、それぞれ、図7に示す信号 PWU_{2U} , PWU_{2L} を生成し、信号 PWU_{2U} , PWU_{2L} からなる信号 PWU_2 を昇圧コンバータ12へ出力する。

【0201】

上述したように、デューティー比演算部541が出力するデューティー比 DR

Oは、出力電圧 V_m の変動を考慮して演算されたデューティ比ではないので、この実施の形態3においては、デューティ比 DRO を出力電圧 V_m に応じて補正し、電圧指令 $V_{dc\ com}$ に対する出力電圧 V_m の追従特性が基本特性になる補正デューティ比 DRC を演算することにしたものである。

【0202】

その結果、電圧指令 $V_{dc\ com}$ に対する出力電圧 V_m の追従特性を基本特性に保持して、直流電源Bからの直流電圧 V_b を出力電圧 V_m に変換できる。

【0203】

図19を参照して、実施の形態3における電圧変換を制御する動作について説明する。図19に示すフローチャートは、図9に示すフローチャートのステップS5～S7を、それぞれ、ステップS51～S53に代えたものであり、その他は、図9に示すフローチャートと同じである。

【0204】

ステップS4の後、デューティ比演算部541は、フィードバック電圧指令 $V_{dc\ com_fbv3}$ に基づいてデューティ比 DRO を演算し、その演算したデューティ比 DRO を補正器544へ出力する（ステップS51）。補正器544は、デューティ比 DRO を式(10)によって補正し、補正デューティ比 DRC を加算器542へ出力する（ステップS52）。

【0205】

加算器542は、補正器544からの補正デューティ比 DRC に前向き補償器525からの補償率 R_{com} 、 $1-R_{com}$ を加え、補償デューティ比をPWM信号変換部543へ出力する。そして、PWM信号変換部543は、加算器542からの補償デューティ比に基づいて信号PWU0（またはPWU1またはPWU2）を生成する（ステップS53）。その後、ステップS8が実行され、一連の動作が終了する（ステップS9）。

【0206】

なお、この発明においては、昇圧コンバータ12、制御装置30Bのフィードバック電圧指令演算部52Bおよびデューティ比変換部54Aは、「電圧変換装置」を構成する。

【0207】

また、この発明においては、フィードバック電圧指令演算部52Bおよびデューティー比変換部54Aは、電圧変換器としての昇圧コンバータ12を制御する「制御手段」を構成する。

【0208】

さらに、実施の形態3におけるデューティー比演算部541は、予備デューティー比を演算する「演算器」を構成する。

【0209】

さらに、この発明による電圧変換方法は、図19に示すフローチャートに従ってフィードバック制御を行ない、直流電圧を出力電圧 V_m に変換する電圧変換方法である。

【0210】

さらに、フィードバック電圧指令演算部52Bおよびデューティー比変換部54Aにおけるフィードバック制御は、実際にはCPU (Central Processing Unit) によって行なわれ、CPUは、図19に示すフローチャートの各ステップを備えるプログラムをROM (Read Only Memory) から読出し、その読出したプログラムを実行して図19に示すフローチャートに従って直流電圧から出力電圧 V_m への電圧変換を制御する。したがって、ROMは、図19に示すフローチャートの各ステップを備えるプログラムを記録したコンピュータ (CPU) 読取り可能な記録媒体に相当する。

【0211】

その他は、実施の形態1と同じである。

実施の形態3によれば、電圧変換装置は、直流電源からの直流電圧を昇圧コンバータにより変換した出力電圧が電圧指令になるように制御するフィードバック制御において、出力電圧と指令電圧との誤差に基づいて演算されたデューティー比を電圧指令に対する出力電圧の追従特性が基本特性になるときのデューティー比に補正し、その補正したデューティー比を用いて昇圧コンバータを制御する制御手段を備えるので、電圧指令に対する出力電圧の追従特性を一定に保持して直流電圧を出力電圧に変換できる。

【0212】

〔実施の形態4〕

図20を参照して、実施の形態4による電圧変換装置を備えたモータ駆動装置100Cは、電流センサー28およびインバータ31をモータ駆動装置100に追加し、モータ駆動装置100の制御装置30を制御装置30Cに代えたものであり、その他は、モータ駆動装置100と同じである。

【0213】

なお、コンデンサC2は、昇圧コンバータ12からの出力電圧 V_m をノードN1, N2を介して受け、その受けた出力電圧 V_m を平滑化してインバータ14のみならずインバータ31にも供給する。また、電流センサー24は、モータ電流MCRT1を検出して制御装置30Cへ出力する。さらに、インバータ14は、制御装置30Cからの信号PWMI1に基づいてコンデンサC2からの直流電圧を交流電圧に変換して交流モータM1を駆動し、信号PWMC1に基づいて交流モータM1が発電した交流電圧を直流電圧に変換する。

【0214】

インバータ31は、インバータ14と同じ構成から成る。そして、インバータ31は、制御装置30Cからの信号PWMI2に基づいて、コンデンサC2からの直流電圧を交流電圧に変換して交流モータM2を駆動し、信号PWMC2に基づいて交流モータM2が発電した交流電圧を直流電圧に変換する。電流センサー28は、交流モータM2の各相に流れるモータ電流MCRT2を検出して制御装置30Cへ出力する。

【0215】

制御装置30Cは、直流電源Bから出力された直流電圧 V_b を電圧センサー10から受け、モータ電流MCRT1, MCRT2をそれぞれ電流センサー24, 28から受け、昇圧コンバータ12の出力電圧 V_m （すなわち、インバータ14, 31への入力電圧）を電圧センサー13から受け、トルク指令値TR1, TR2およびモータ回転数MRN1, MRN2を外部ECUから受ける。そして、制御装置30Cは、電圧 V_b 、出力電圧 V_m 、モータ電流MCRT1、トルク指令値TR1およびモータ回転数MRN1に基づいて、上述した方法によりインバー

タ 14 が交流モータ M1 を駆動するときにインバータ 14 の NPN トランジスタ Q3 ~ Q8 をスイッチング制御するための信号 PWM I 1 を生成し、その生成した信号 PWM I 1 をインバータ 14 へ出力する。

【0216】

また、制御装置 30C は、直流電圧 Vb、出力電圧 Vm、モータ電流 MCRT 2、トルク指令値 TR2 およびモータ回転数 MRN2 に基づいて、上述した方法によりインバータ 31 が交流モータ M2 を駆動するときにインバータ 31 の NPN トランジスタ Q3 ~ Q8 をスイッチング制御するための信号 PWM I 2 を生成し、その生成した信号 PWM I 2 をインバータ 31 へ出力する。

【0217】

さらに、制御装置 30C は、インバータ 14 または 31 が交流モータ M1 または M2 を駆動するとき、直流電圧 Vb、出力電圧 Vm、モータ電流 MCRT 1 (または MCRT 2)、トルク指令値 TR1 (または TR2) およびモータ回転数 MRN1 (または MRN2) に基づいて、上述した方法 (実施の形態 1 ~ 実施の形態 3 のいずれかにおける方法) により昇圧コンバータ 12 の NPN トランジスタ Q1、Q2 をスイッチング制御するための信号 PWU を生成して昇圧コンバータ 12 へ出力する。

【0218】

さらに、制御装置 30C は、回生制動時に交流モータ M1 が発電した交流電圧を直流電圧に変換するための信号 PWM C 1、または交流モータ M2 が発電した交流電圧を直流電圧に変換するための信号 PWM C 2 を生成し、その生成した信号 PWM C 1 または信号 PWM C 2 をそれぞれインバータ 14 またはインバータ 31 へ出力する。この場合、制御装置 30C は、インバータ 14 または 31 からの直流電圧を降圧して直流電源 B を充電するように昇圧コンバータ 12 を制御する信号 PWD を生成して昇圧コンバータ 12 へ出力する。

【0219】

さらに、制御装置 30C は、システムリレー SR1、SR2 をオンするための信号 SE を生成してシステムリレー SR1、SR2 へ出力する。

【0220】

図 21 を参照して、制御装置 30C は、モータトルク制御手段 301C および電圧変換制御手段 302A を含む。モータトルク制御手段 301C は、モータ電流 MCRT1, 2、トルク指令値 TR1, 2、モータ回転数 MRN1, 2、直流電圧 Vb および出力電圧 Vm に基づいて信号 PWMI1, 2 を生成し、その生成した信号 PWMI1, 2 を、それぞれ、インバータ 14, 31 へ出力する。また、モータトルク制御手段 301C は、直流電圧 Vb、出力電圧 Vm、モータ電流 MCRT1 (または MCRT2)、トルク指令値 TR1 (または TR2) およびモータ回転数 MRN1 (または MRN2) に基づいて、信号 PWU を生成し、その生成した信号 PWU を昇圧コンバータ 12 へ出力する。

【0221】

電圧変換制御手段 302A は、モータ駆動装置 100C が搭載されたハイブリッド自動車または電気自動車が回生制動モードに入ったことを示す信号 RGE を外部 ECU から受けると、信号 PWMC1, 2 および信号 PWD を生成し、その生成した信号 PWMC1, 2 をそれぞれインバータ 14, 31 へ出力し、信号 PWD を昇圧コンバータ 12 へ出力する。

【0222】

図 22 を参照して、モータトルク制御手段 301C は、モータトルク制御手段 301 と同じ構成からなる (図 3 参照)。ただし、モータトルク制御手段 301C は、2 つのトルク指令値 TR1, 2、2 つのモータ電流 MCT1, 2 および 2 つのモータ回転数 MRN1, 2 に基づいて、信号 PWMI1, 2 および信号 PWU を生成し、その生成した信号 PWMI1, 2 および信号 PWU に基づいてそれぞれインバータ 14, 31 および昇圧コンバータ 12 を制御する点がモータトルク制御手段 301 と異なる。

【0223】

モータ制御用相電圧演算部 40 は、昇圧コンバータ 12 の出力電圧 Vm、モータ電流 MCRT1、およびトルク指令値 TR1 に基づいて交流モータ M1 の各相に印加する電圧を計算し、出力電圧 Vm、モータ電流 MCRT2、およびトルク指令値 TR2 に基づいて交流モータ M2 の各相に印加する電圧を計算する。そして、モータ制御用相電圧演算部 40 は、計算した交流モータ M1 または M2 用の

電圧をインバータ用PWM信号変換部42へ出力する。

【0224】

インバータ用PWM信号変換部42は、モータ制御用相電圧演算部40から交流モータM1用の電圧を受けると、その受けた電圧に基づいて信号PWMI1を生成してインバータ14へ出力する。また、インバータ用PWM信号変換部42は、モータ制御用相電圧演算部40から交流モータM2用の電圧を受けると、その受けた電圧に基づいて信号PWMI2を生成してインバータ31へ出力する。

【0225】

インバータ入力電圧指令演算部50は、トルク指令値TR1およびモータ回転数MRN1（またはトルク指令値TR2およびモータ回転数MRN2）に基づいて電圧指令Vdcomを演算し、その演算した電圧指令Vdcomをフィードバック電圧指令演算部52へ出力する。

【0226】

フィードバック電圧指令演算部52は、実施の形態1において説明したように、電圧指令Vdcom、出力電圧Vmおよびバッテリー電圧Vbに基づいて、電圧指令Vdcomに対する出力電圧Vmの追従特性が基本特性になるフィードバック電圧指令Vdcom_fbと、補償率Rcom, 1-Rcomとを演算し、その演算したフィードバック電圧指令Vdcom_fbおよび補償率Rcom, 1-Rcomをデューティ比変換部54へ出力する。

【0227】

そうすると、デューティ比変換部54は、実施の形態1において説明したように信号PWU（信号PWU0, PWU1, PWU2のいずれか）を生成し、その生成した信号PWU（信号PWU0, PWU1, PWU2のいずれか）を昇圧コンバータ12へ出力する。

【0228】

これによって、2つの交流モータM1, M2が接続された場合にも、電圧指令Vdcomに対する出力電圧Vmの追従特性が基本特性に保持され、直流電源Bから出力された直流電圧Vbが出力電圧Vmに変換される。

【0229】

モータトルク制御手段 301C においては、フィードバック電圧指令演算部 52 に代えてフィードバック電圧指令演算部 52A を適用してもよい。

【0230】

また、モータトルク制御手段 301C においては、フィードバック電圧指令演算部 52 に代えてフィードバック電圧指令演算部 52B を適用し、デューティ比変換部 54 に代えてデューティ比変換部 54A を適用してもよい。

【0231】

フィードバック電圧指令演算部 52 およびデューティ比変換部 54 をモータトルク制御手段 301C に適用した場合、電圧指令 $V_{dc\ com}$ に対する出力電圧 V_m の追従特性を基本特性に保持した直流電圧 V_b から出力電圧 V_m への電圧変換は、図 9 に示すフローチャートに従って制御される。

【0232】

また、フィードバック電圧指令演算部 52A およびデューティ比変換部 54 をモータトルク制御手段 301C に適用した場合、電圧指令 $V_{dc\ com}$ に対する出力電圧 V_m の追従特性を基本特性に保持した直流電圧 V_b から出力電圧 V_m への電圧変換は、図 14 に示すフローチャートに従って制御される。

【0233】

さらに、フィードバック電圧指令演算部 52B およびデューティ比変換部 54A をモータトルク制御手段 301C に適用した場合、電圧指令 $V_{dc\ com}$ に対する出力電圧 V_m の追従特性を基本特性に保持した直流電圧 V_b から出力電圧 V_m への電圧変換は、図 19 に示すフローチャートに従って制御される。

【0234】

さらに、モータ駆動装置 100C においては、駆動すべきモータは 2 個に限らず、3 個以上であってもよい。たとえば、交流モータ M1、交流モータ M2 およびエンジンをプラネタリーギア機構に接続し（エンジン出力軸をキャリア、交流モータ M1 をサンギア、交流モータ M2 をリングギアに接続し）、リングギアの出力軸を車両のたとえば、前輪駆動軸を回転できるように構成するとともに、第 3 の交流モータは、たとえば、後輪駆動軸を回転できるように車両に配置することができる。電気自動車やハイブリッド自動車の種々の形態に合わせて本発明を

適宜アレンジしてもよい。

【0235】

再び、図20を参照して、モータ駆動装置100Cにおける全体動作について説明する。なお、制御装置30Cは、フィードバック電圧指令演算部52およびデューティ比演算部54を含むものとして説明する。

【0236】

全体の動作が開始されると、制御装置30Cは、信号SEを生成してシステムリレーSR1, 2へ出力し、システムリレーSR1, 2がオンされる。直流電源Bは直流電圧をシステムリレーSR1, SR2を介して昇圧コンバータ12へ出力する。

【0237】

電圧センサー10は、直流電源Bから出力される直流電圧Vbを検出し、その検出した直流電圧Vbを制御装置30Cへ出力する。また、電圧センサー13は、コンデンサC2の両端の電圧Vmを検出し、その検出した電圧Vmを制御装置30Cへ出力する。さらに、電流センサー24は、交流モータM1に流れるモータ電流MCRT1を検出して制御装置30Cへ出力し、電流センサー28は、交流モータM2に流れるモータ電流MCRT2を検出して制御装置30Cへ出力する。そして、制御装置30Cは、外部ECUからトルク指令値TR1, 2、およびモータ回転数MRN1, 2を受ける。

【0238】

そうすると、制御装置30Cは、直流電圧Vb、出力電圧Vm、モータ電流MCRT1、トルク指令値TR1およびモータ回転数MRN1に基づいて、上述した方法により信号PWMI1を生成し、その生成した信号PWMI1をインバータ14へ出力する。また、制御装置30Cは、直流電圧Vb、出力電圧Vm、モータ電流MCRT2、トルク指令値TR2およびモータ回転数MRN2に基づいて、上述した方法により信号PWMI2を生成し、その生成した信号PWMI2をインバータ31へ出力する。

【0239】

さらに、制御装置30Cは、インバータ14（または31）が交流モータM1

(またはM2)を駆動するとき、直流電圧 V_b 、出力電圧 V_m 、モータ電流 $MCRT1$ (または $MCRT2$)、トルク指令値 $TR1$ (または $TR2$)、およびモータ回転数 $MRN1$ (または $MRN2$)に基づいて、上述した方法(実施の形態1)により昇圧コンバータ12のNPNトランジスタ $Q1$ 、 $Q2$ をスイッチング制御するための信号PWUを生成し、その生成した信号PWUを昇圧コンバータ12へ出力する。

【0240】

すなわち、制御装置30Cは、電圧指令 $V_{dc\ com}$ 、出力電圧 V_m およびバッテリー電圧 V_b に基づいて、電圧指令 $V_{dc\ com}$ に対する出力電圧 V_m の追従特性が基本特性になるフィードバック電圧指令 $V_{dc\ com_fb}$ と、補償率 R_{com} 、 $1-R_{com}$ とを演算し、その演算したフィードバック電圧指令 $V_{dc\ com_fb}$ および補償率 R_{com} 、 $1-R_{com}$ に基づいて信号PWU(信号PWU0, PWU1, PWU2のいずれか)を生成する。そして、制御装置30Cは、生成した信号PWU(信号PWU0, PWU1, PWU2のいずれか)を昇圧コンバータ12へ出力する。

【0241】

そうすると、昇圧コンバータ12は、信号PWU(信号PWU0, PWU1, PWU2のいずれか)に応じて、電圧指令 $V_{dc\ com}$ に対する出力電圧 V_m の追従特性を基本特性に保持しながら、直流電源Bからの直流電圧を昇圧し、その昇圧した直流電圧をノードN1, N2を介してコンデンサC2に供給する。そして、インバータ14は、コンデンサC2によって平滑化された直流電圧を制御装置30Cからの信号PWMI1によって交流電圧に変換して交流モータM1を駆動する。また、インバータ31は、コンデンサC2によって平滑化された直流電圧を制御装置30Cからの信号PWMI2によって交流電圧に変換して交流モータM2を駆動する。これによって、交流モータM1は、トルク指令値 $TR1$ によって指定されたトルクを発生し、交流モータM2は、トルク指令値 $TR2$ によって指定されたトルクを発生する。

【0242】

また、モータ駆動装置100Cが搭載されたハイブリッド自動車または電気自

動車の回生制動時、制御装置 30C は、外部 ECU から信号 RGE を受け、その受けた信号 RGE に応じて、信号 PWM C1, 2 を生成してそれぞれインバータ 14, 31 へ出力し、信号 PWD を生成して昇圧コンバータ 12 へ出力する。

【0243】

そうすると、インバータ 14 は、交流モータ M1 が発電した交流電圧を信号 PWM C1 に応じて直流電圧に変換し、その変換した直流電圧をコンデンサ C2 を介して昇圧コンバータ 12 へ供給する。また、インバータ 31 は、交流モータ M2 が発電した交流電圧を信号 PWM C2 に応じて直流電圧に変換し、その変換した直流電圧をコンデンサ C2 を介して昇圧コンバータ 12 へ供給する。そして、昇圧コンバータ 12 は、コンデンサ C2 からの直流電圧をノード N1, N2 を介して受け、その受けた直流電圧を信号 PWD によって降圧し、その降圧した直流電圧を直流電源 B に供給する。これにより、交流モータ M1 または M2 によって発電された電力が直流電源 B に充電される。

【0244】

なお、制御装置 30C がフィードバック電圧指令演算部 52A およびデューティ比演算部 54 を含む場合、モータ駆動装置 100C の全体動作は、上述した動作のうち、昇圧コンバータ 12 による昇圧動作を図 14 に示すフローチャートに従って行なわれる動作に代えたものである。

【0245】

また、制御装置 C がフィードバック電圧指令演算部 52B およびデューティ比演算部 54A を含む場合、モータ駆動装置 100C の全体動作は、上述した動作のうち、昇圧コンバータ 12 による昇圧動作を図 19 に示すフローチャートに従って行なわれる動作に代えたものである。

【0246】

その他は、実施の形態 1～実施の形態 3 と同じである。

実施の形態 4 によれば、電圧変換装置は、直流電源からの直流電圧を変換した出力電圧が電圧指令になるように制御するフィードバック制御において、電圧指令に対する出力電圧の追従特性が基本特性になるように昇圧コンバータを制御する制御手段を備え、電圧変換装置によって変換された出力電圧は、複数のモータ

を駆動する複数のインバータに供給されるので、複数のモータが接続された場合にも、電圧指令に対する出力電圧の追従特性を一定に保持して直流電圧を出力電圧に変換できる。

【0247】

なお、上記においては、この発明を比例ゲインPGと積分ゲインIGとを用いたフィードバック制御に適用した場合について説明したが、この発明を比例ゲインPGと積分ゲインIGと微分ゲインDGとを用いたフィードバック制御に適用してもよい。

【0248】

今回開示された実施の形態はすべての点で例示であって制限的なものではないと考えられるべきである。本発明の範囲は、上記した実施の形態の説明ではなくて特許請求の範囲によって示され、特許請求の範囲と均等の意味および範囲内でのすべての変更が含まれることが意図される。

【図面の簡単な説明】

【図1】 実施の形態1による電圧変換装置を備えたモータ駆動装置の概略ブロック図である。

【図2】 図1に示す制御装置の機能ブロック図である。

【図3】 図2に示すモータトルク制御手段の機能を説明するための機能ブロック図である。

【図4】 図3に示すフィードバック電圧指令演算部およびデューティー比変換部の機能を説明するための機能ブロック図である。

【図5】 フィードバック電圧指令と昇圧コンバータの出力電圧との関係図である。

【図6】 図4に示すデューティー比演算部が生成するデューティー比を説明するための図である。

【図7】 図3に示すデューティー比変換部が生成する信号のタイミングチャートである。

【図8】 制御パターンのタイミングチャートである。

【図9】 実施の形態1における電圧変換を制御する動作を説明するための

フローチャートである。

【図 10】 実施の形態 2 による電圧変換装置を備えたモータ駆動装置の概略ブロック図である。

【図 11】 図 9 に示す制御装置の機能ブロック図である。

【図 12】 図 10 に示すモータトルク制御手段の機能を説明するための機能ブロック図である。

【図 13】 図 11 に示すフィードバック電圧指令演算部およびデューティ比変換部の機能を説明するための機能ブロック図である。

【図 14】 実施の形態 2 における電圧変換を制御する動作を説明するためのフローチャートである。

【図 15】 実施の形態 3 による電圧変換装置を備えたモータ駆動装置の概略ブロック図である。

【図 16】 図 14 に示す制御装置の機能ブロック図である。

【図 17】 図 15 に示すモータトルク制御手段の機能を説明するための機能ブロック図である。

【図 18】 図 16 に示すフィードバック電圧指令演算部およびデューティ比変換部の機能を説明するための機能ブロック図である。

【図 19】 実施の形態 3 における電圧変換を制御する動作を説明するためのフローチャートである。

【図 20】 実施の形態 4 による電圧変換装置を備えたモータ駆動装置の概略ブロック図である。

【図 21】 図 19 に示す制御装置の機能ブロック図である。

【図 22】 図 20 に示すモータトルク制御手段の機能を説明するための機能ブロック図である。

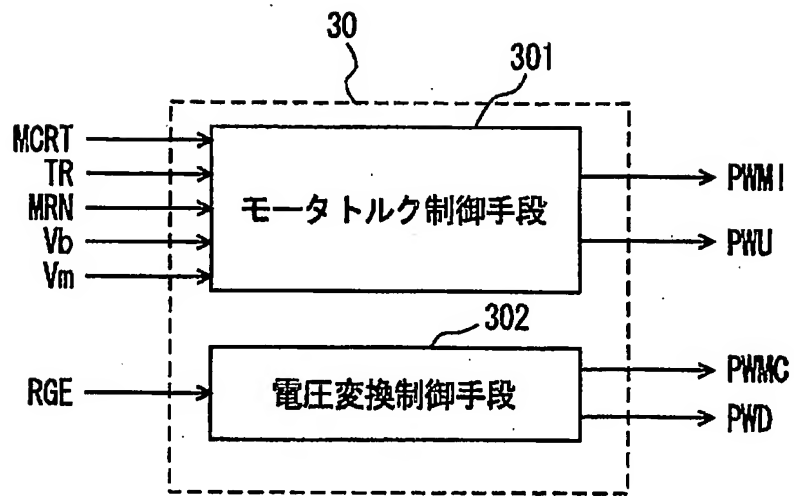
【図 23】 従来のモータ駆動装置の概略ブロック図である。

【符号の説明】

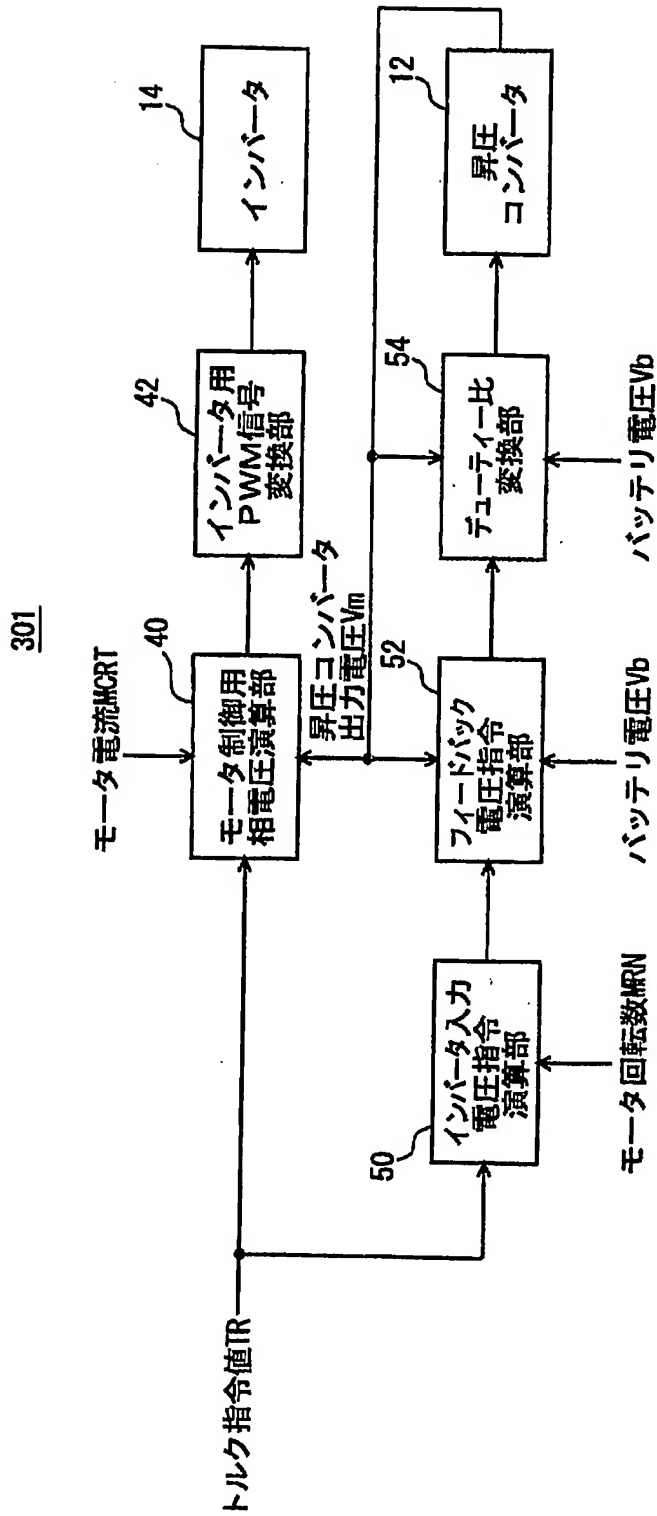
10, 13, 320 電圧センサー、12 昇圧コンバータ、14, 31, 330 インバータ、15 U相アーム、16 V相アーム、17 W相アーム、24, 28 電流センサー、30, 30A, 30B, 30C 制御装置、40

モータ制御用相電圧演算部、42 インバータ用PWM信号変換部、50 インバータ入力電圧指令演算部、52, 52A, 52B フィードバック電圧指令演算部、54, 54A デューティ比変換部、100, 100A, 100B, 100C, 300 モータ駆動装置、301, 301A, 301B, 301C モータトルク制御手段、302, 302A 電圧変換制御手段、310 双方向コンバータ、521 減算器、522 ゲイン決定部、523, 523A PI制御器、524, 524A, 544 補正器、525 前向き補償器、541 デューティ比演算部、542 加算器、543 PWM信号変換部、B 直流電源、SR1, SR2 システムリレー、C1, C2 コンデンサ、L1, 311リアクトル、Q1~Q8, 312, 313 NPNトランジスタ、D1~D8, 314, 315 ダイオード、M1, M2 交流モータ。

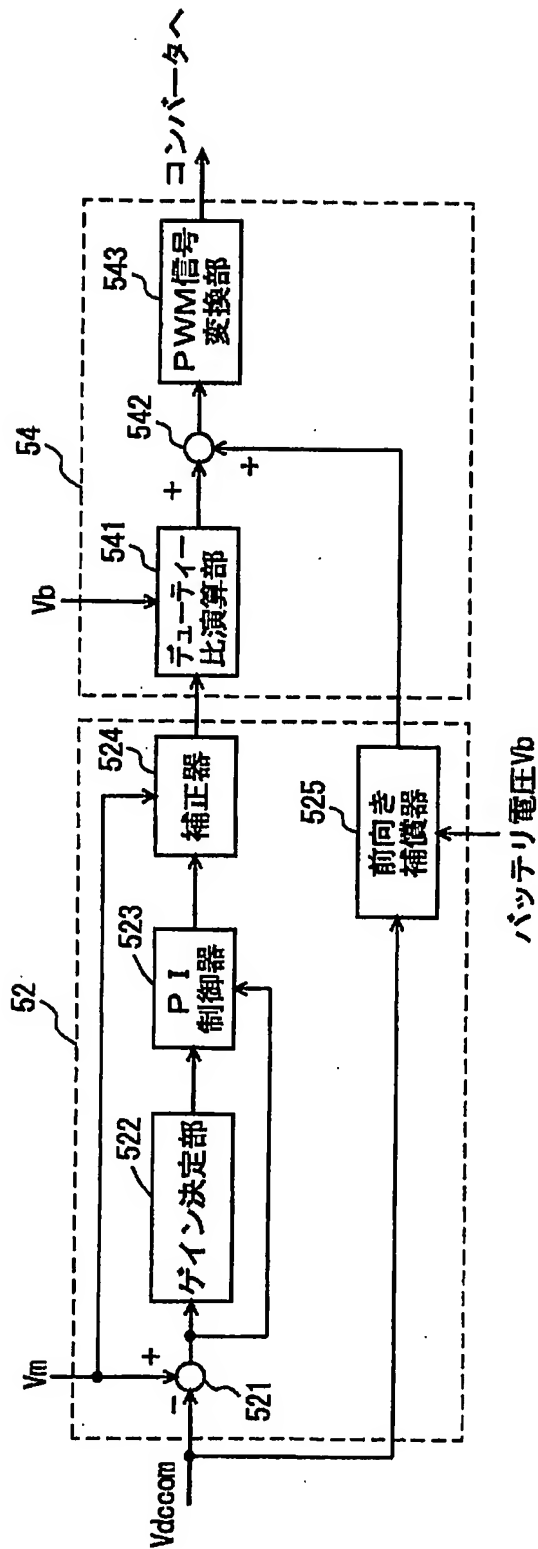
【図 2】



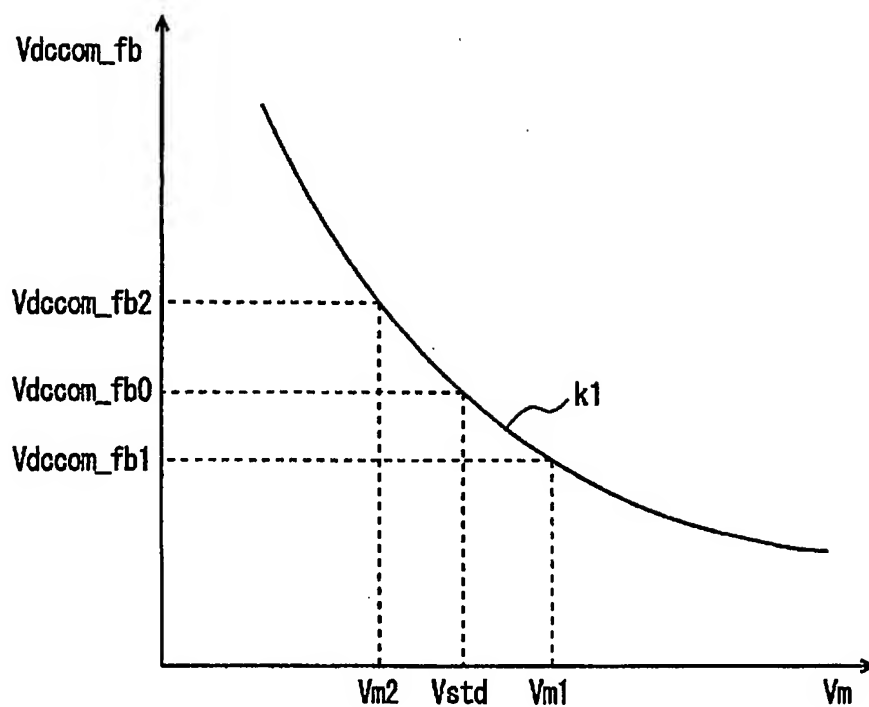
【図3】



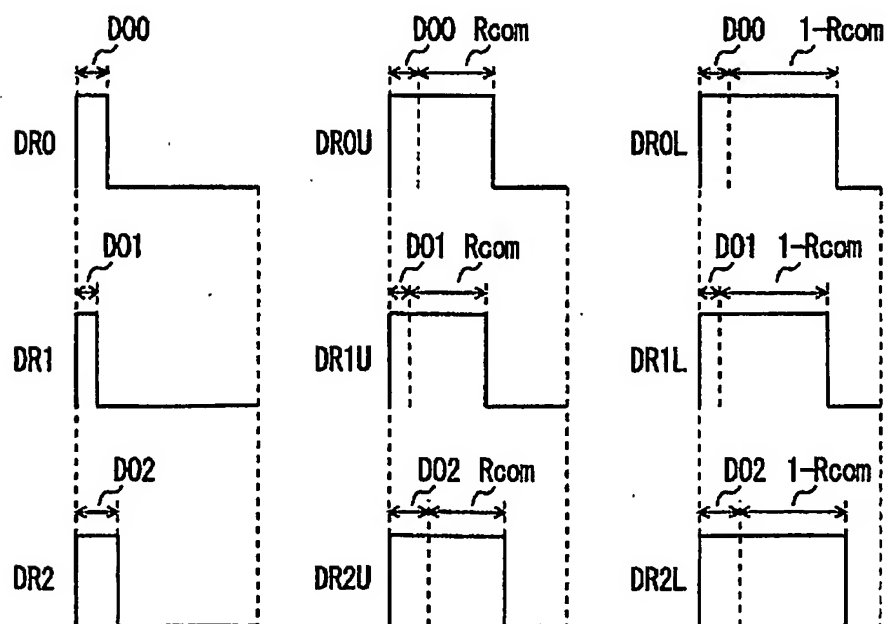
【図4】



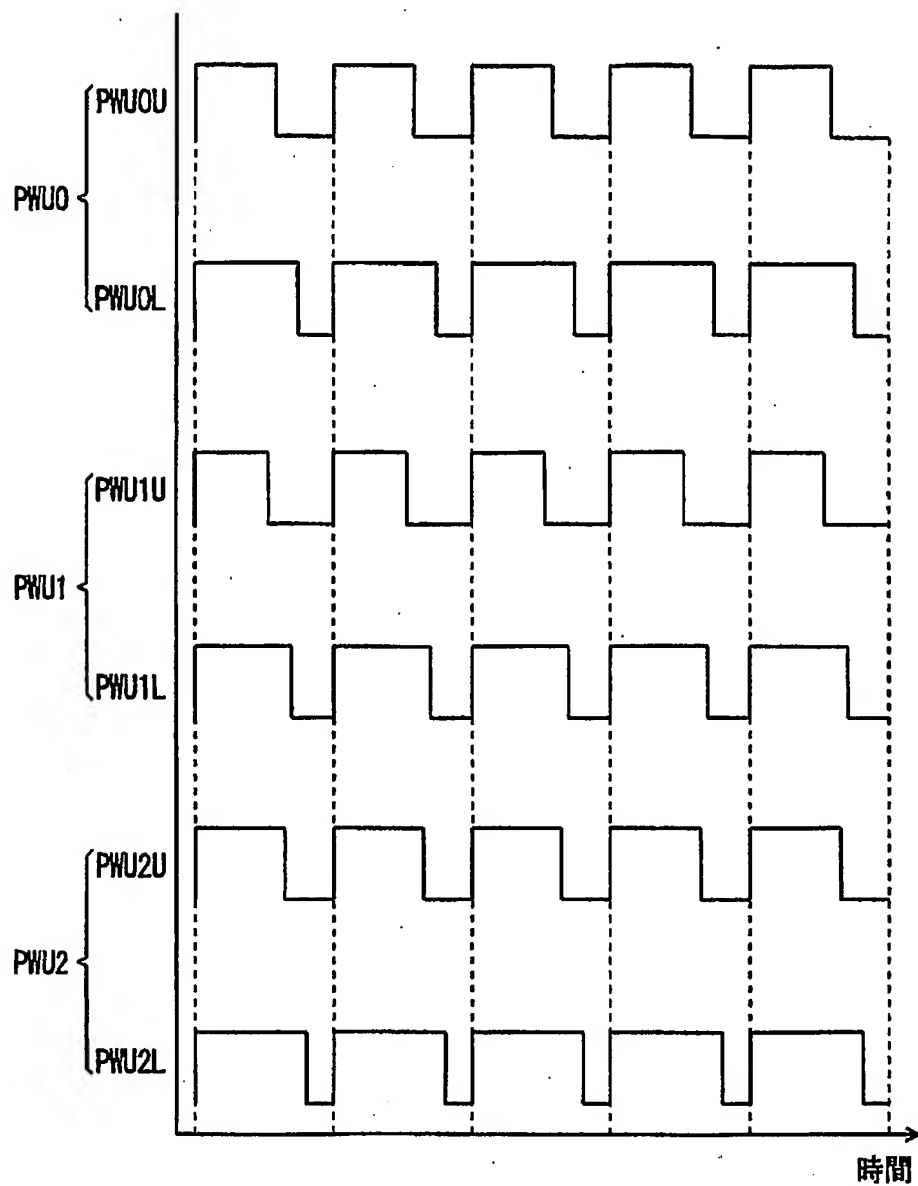
【図 5】



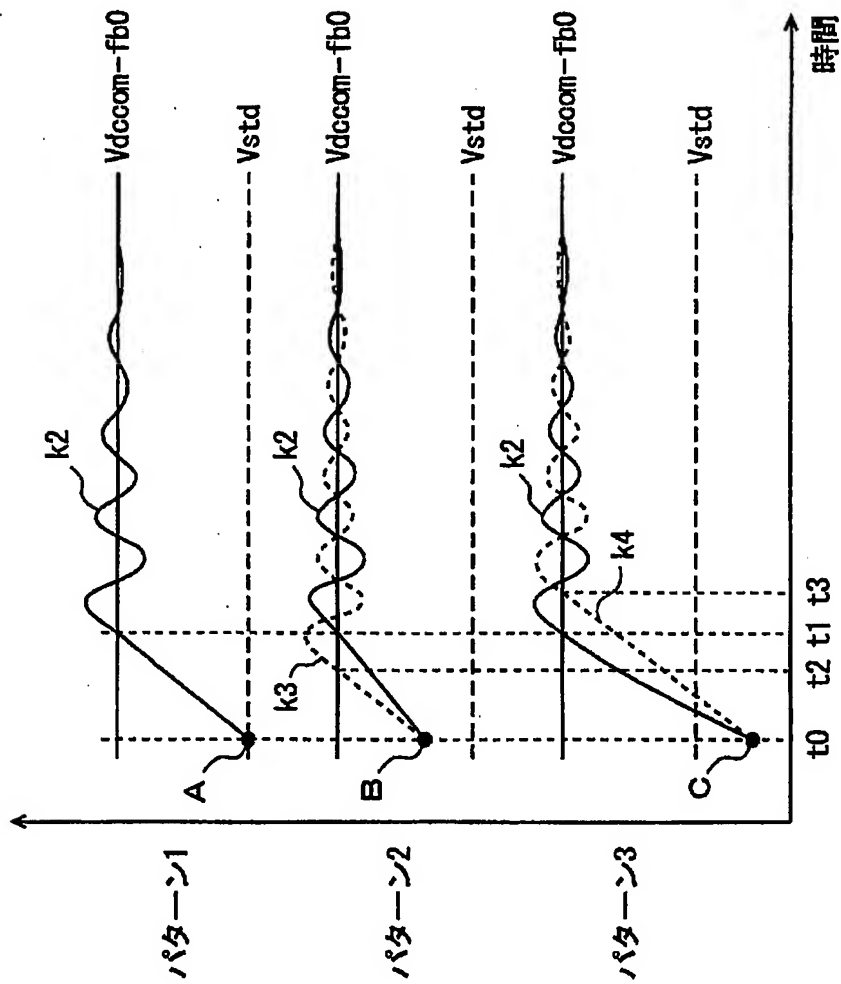
【図 6】



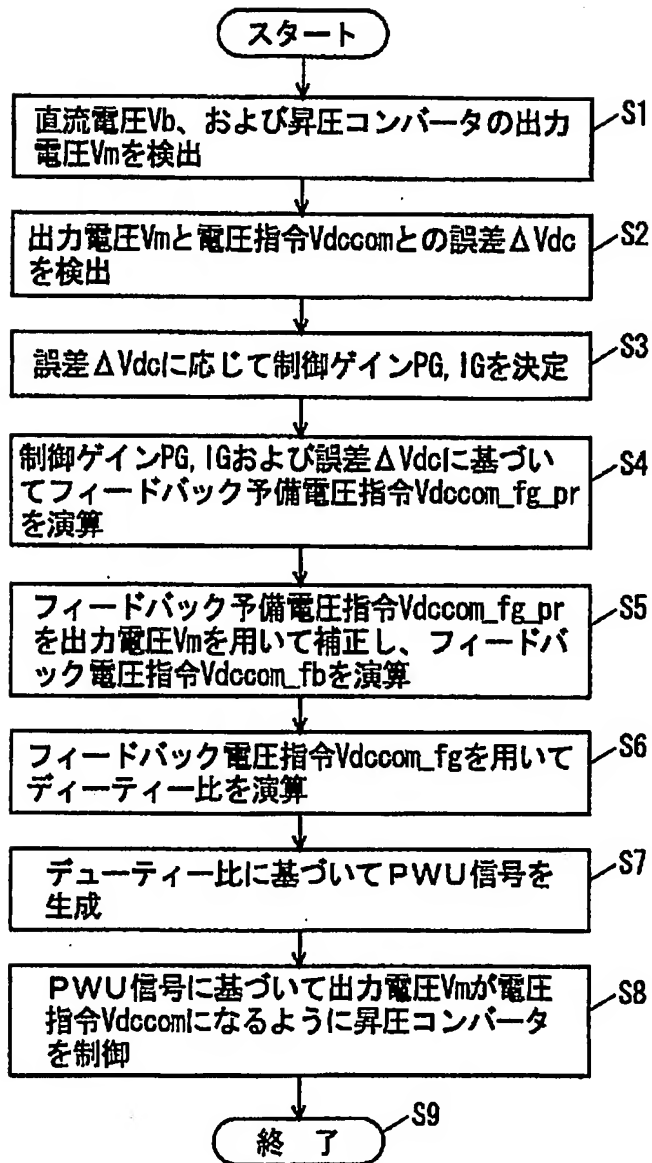
【図 7】



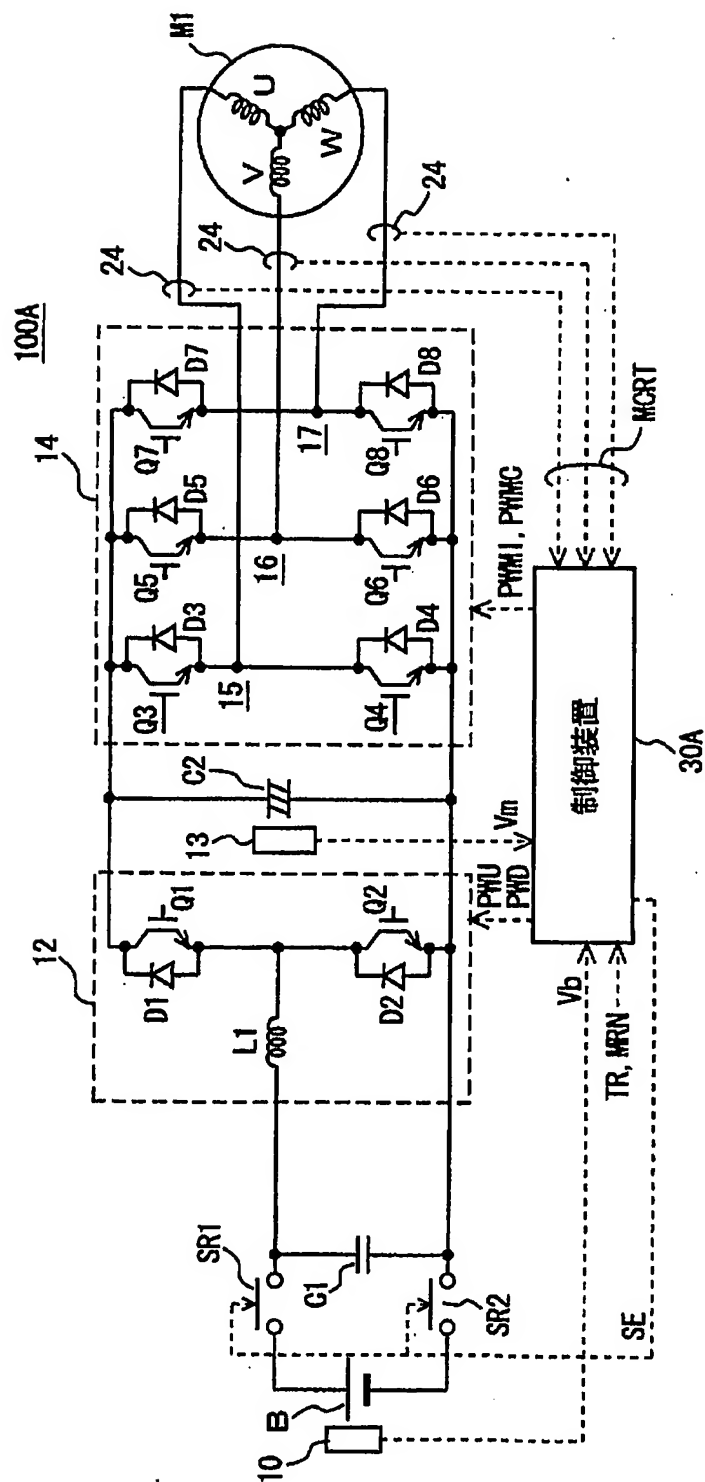
【図 8】



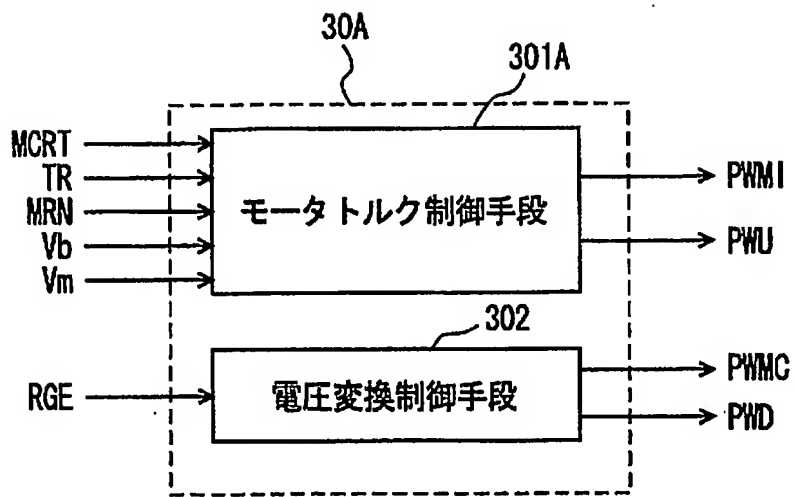
【図 9】



【図 10】

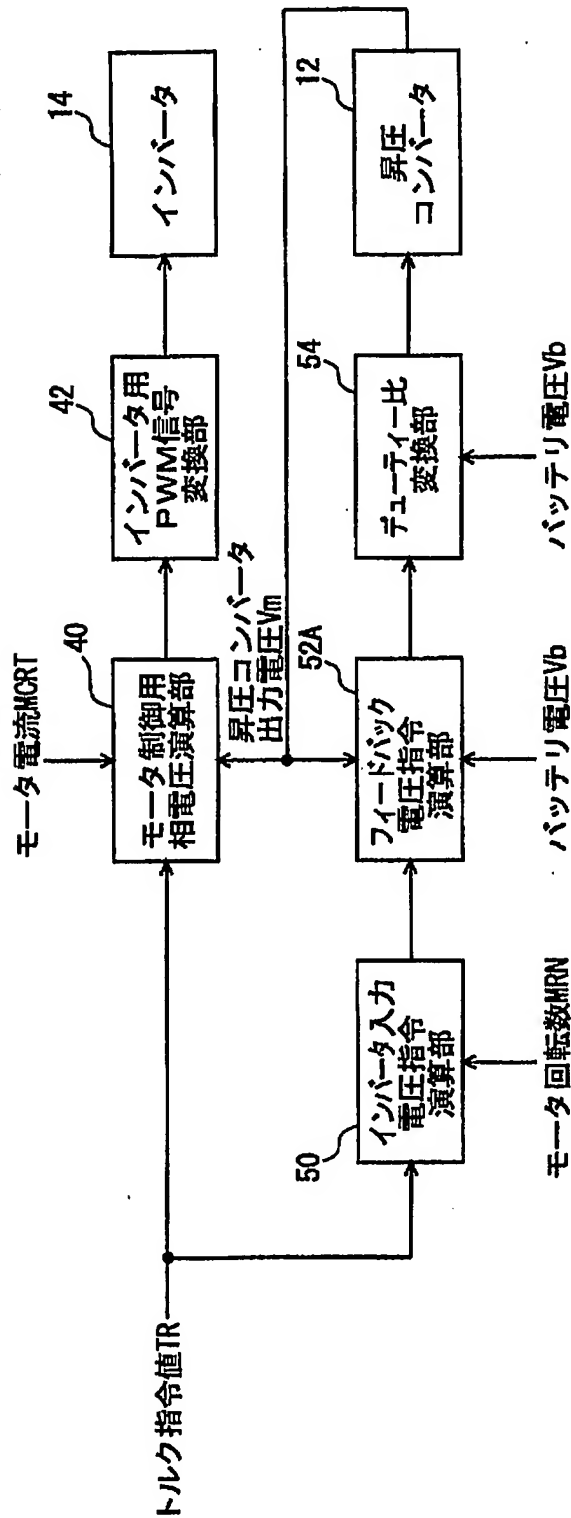


【図 11】

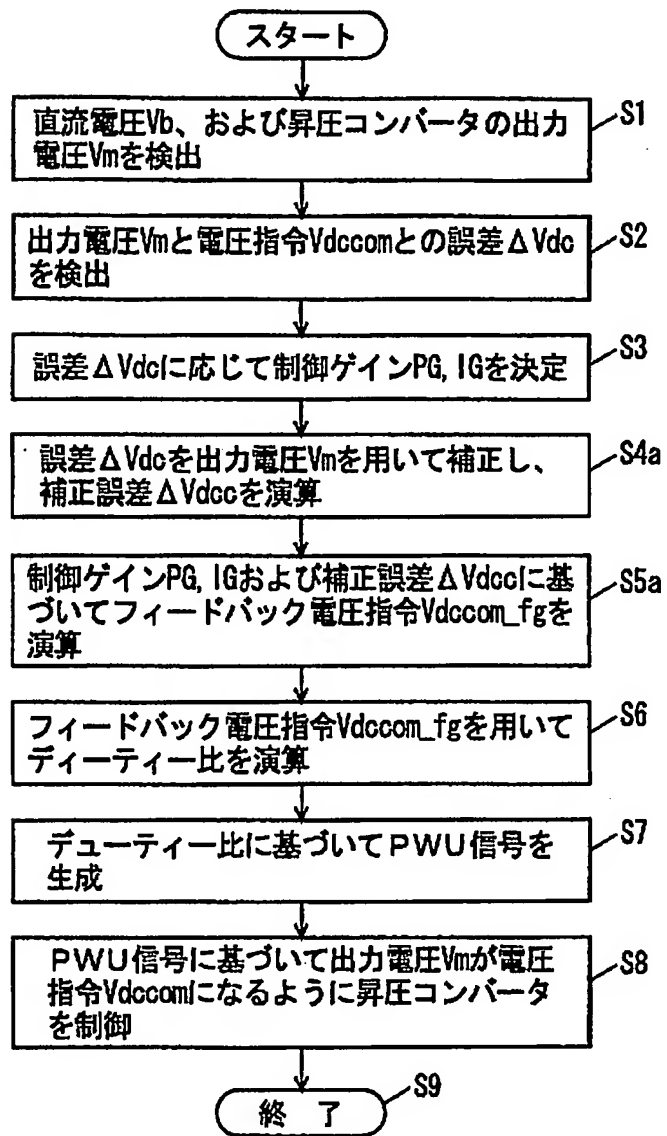


【図12】

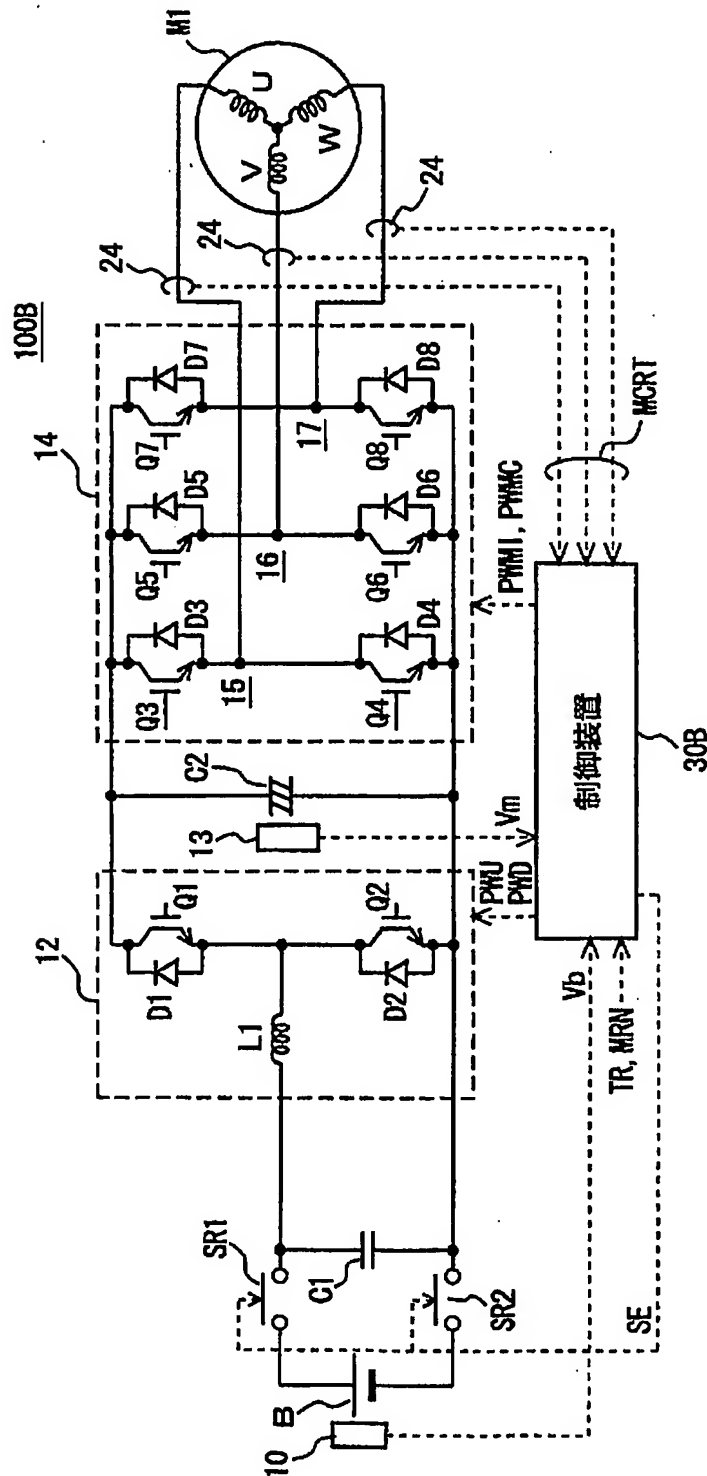
301A



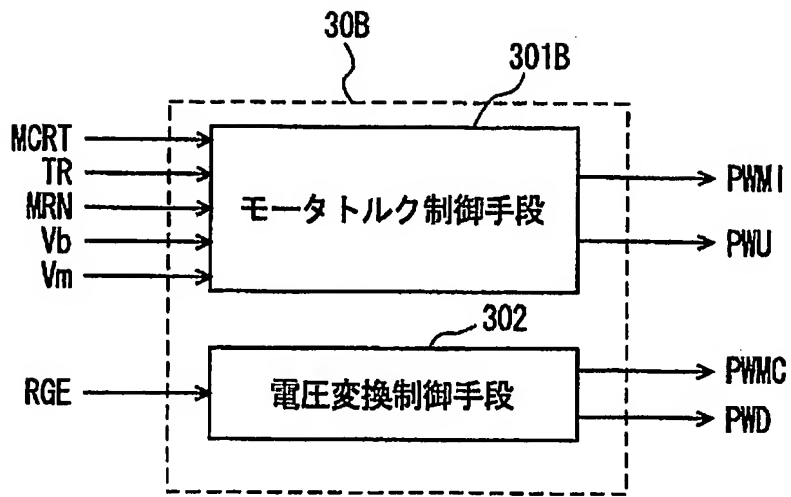
【図 14】



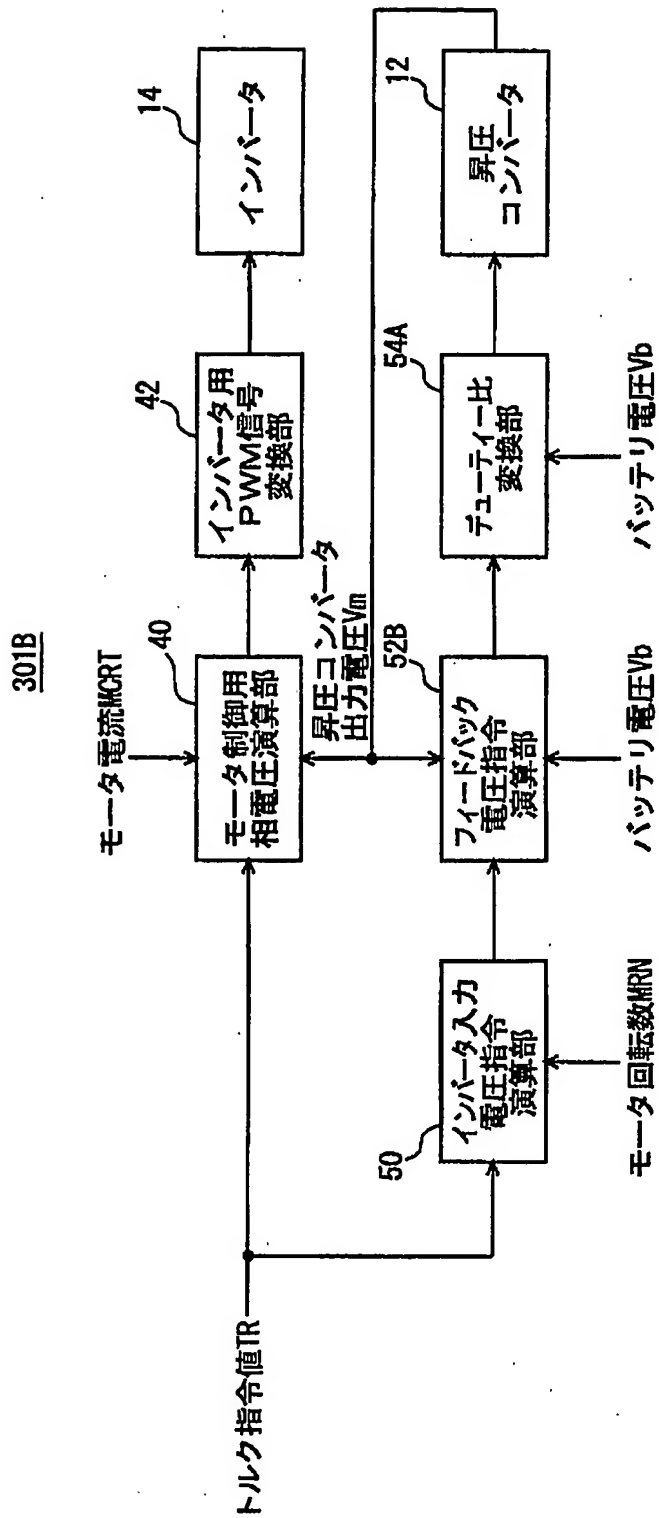
【図 15】



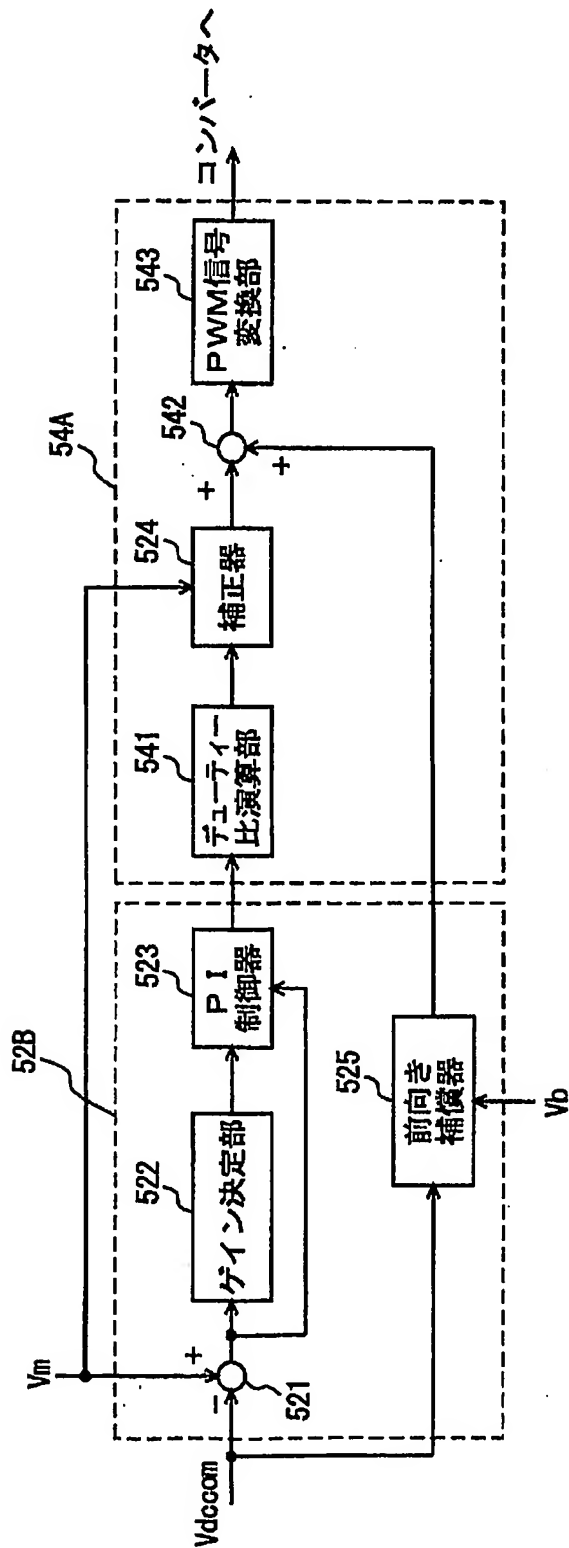
【図 16】



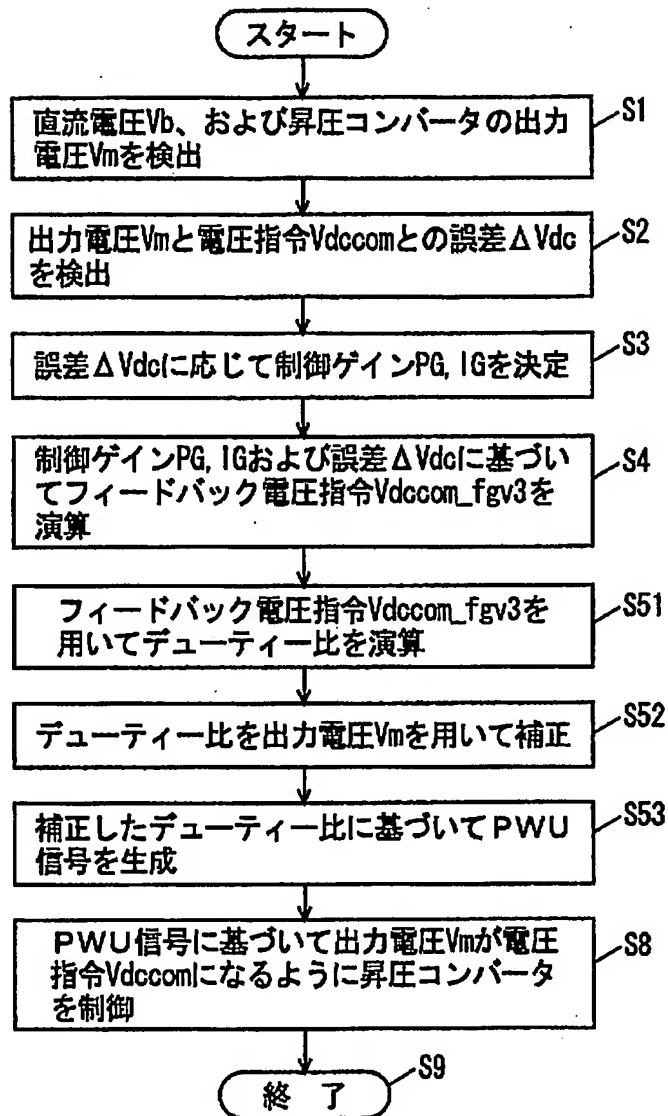
【図 17】



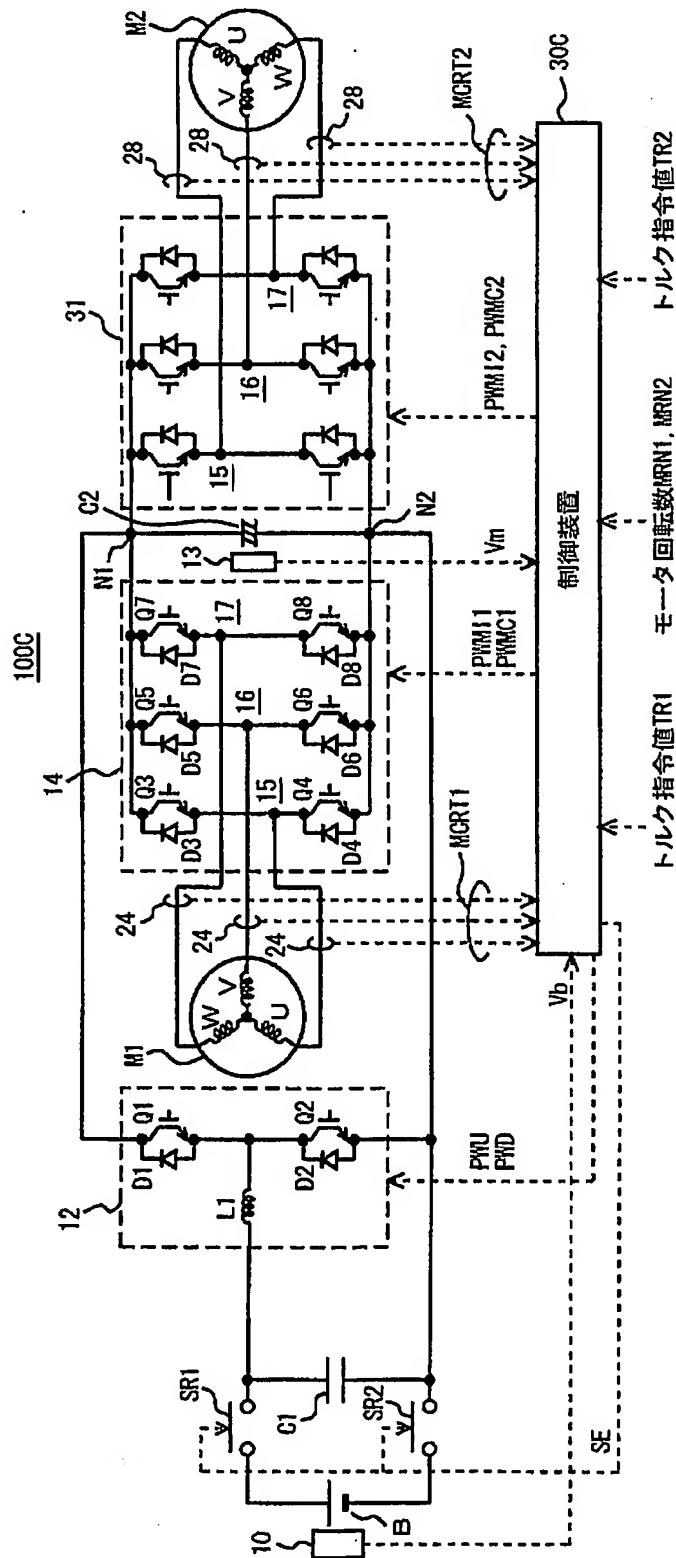
【図18】



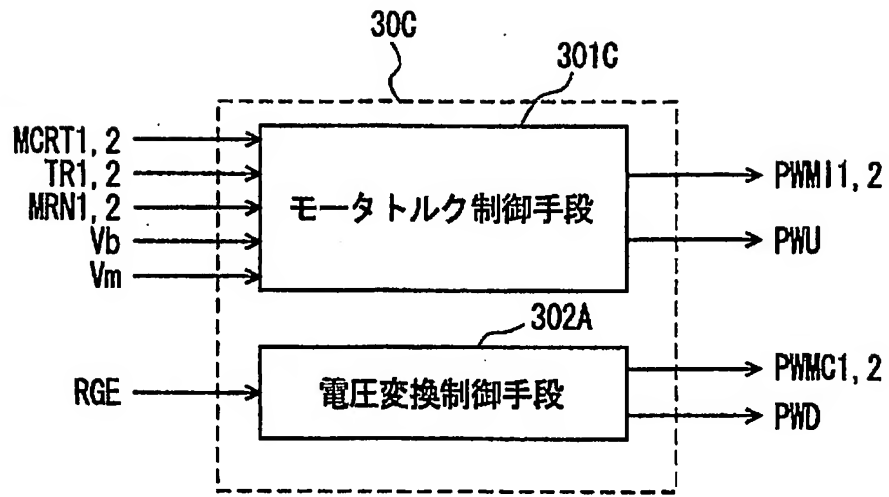
【図 19】



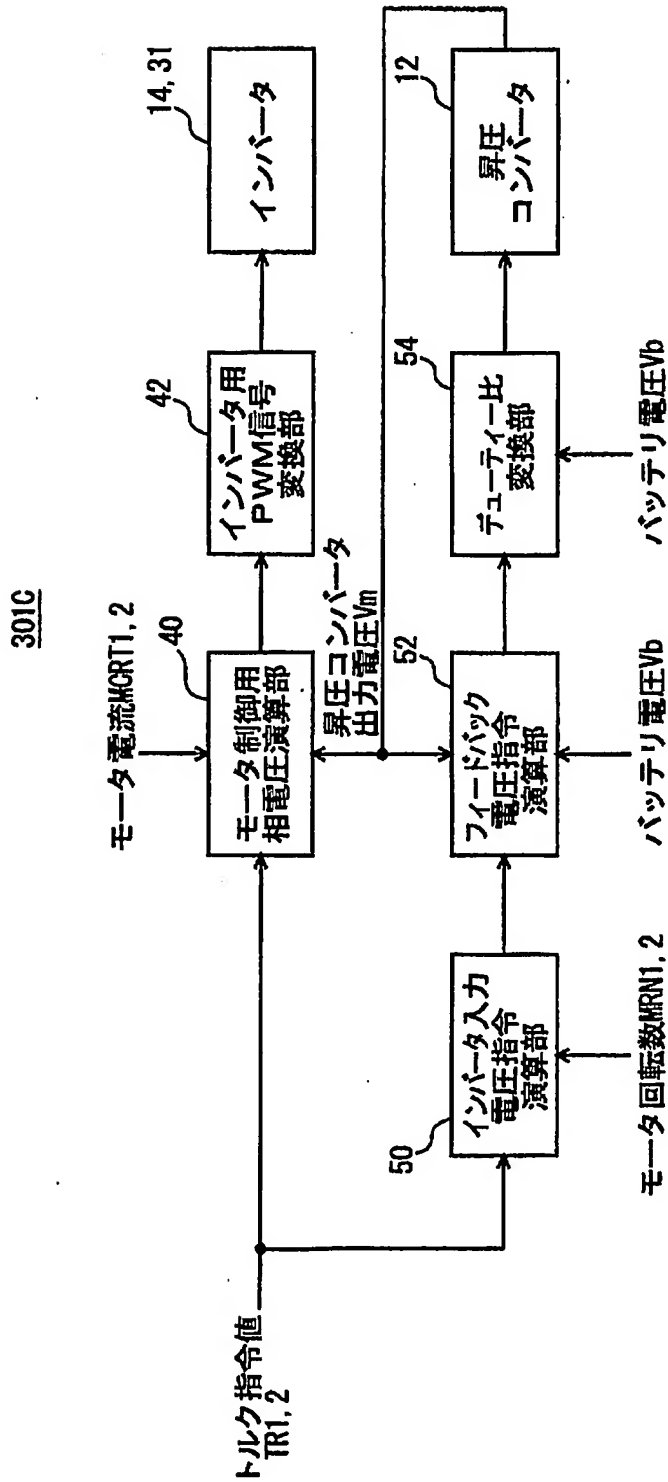
【図20】



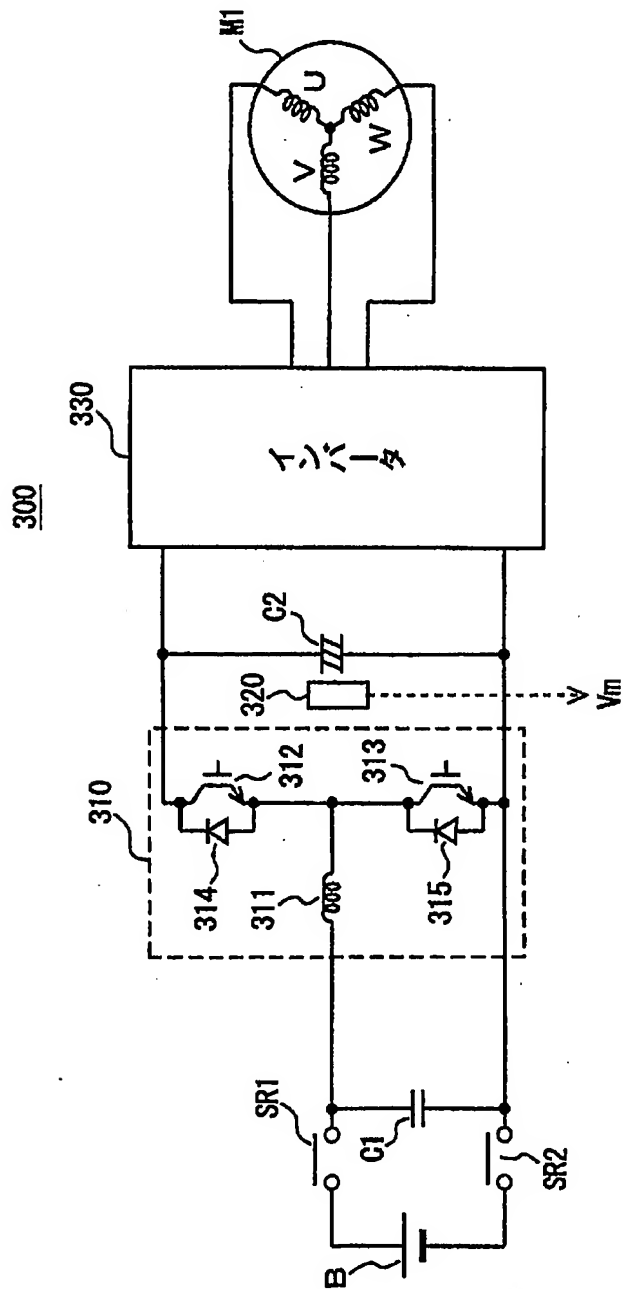
【図 21】



【図 22】



【図 23】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 指令電圧に対する出力電圧の追従特性が一定になるように直流電圧を出力電圧に変換する電圧変換装置を提供する。

【解決手段】 制御装置 30 は、昇圧コンバータ 12 の出力電圧 V_m を電圧センサー 13 から受け、電圧指令と出力電圧 V_m との誤差によって決定されるフィードバック予備電圧指令を演算する。そして、制御装置 30 は、その演算したフィードバック予備電圧指令を出力電圧 V_m に応じて補正し、電圧指令に対する出力電圧 V_m の追従特性が基本特性になるフィードバック電圧指令を演算する。制御装置 30 は、フィードバック電圧指令を用いて昇圧コンバータ 12 を制御し、昇圧コンバータ 12 は、電圧指令に対する出力電圧の追従特性を基本特性に保持し、直流電源 B からの直流電圧 V_b を出力電圧 V_m に変換する。

【選択図】 図 1

特願 2002-234653

出願人履歴情報

識別番号

[000003207]

1. 変更年月日

1990年 8月27日

[変更理由]

新規登録

住 所

愛知県豊田市トヨタ町1番地

氏 名

トヨタ自動車株式会社